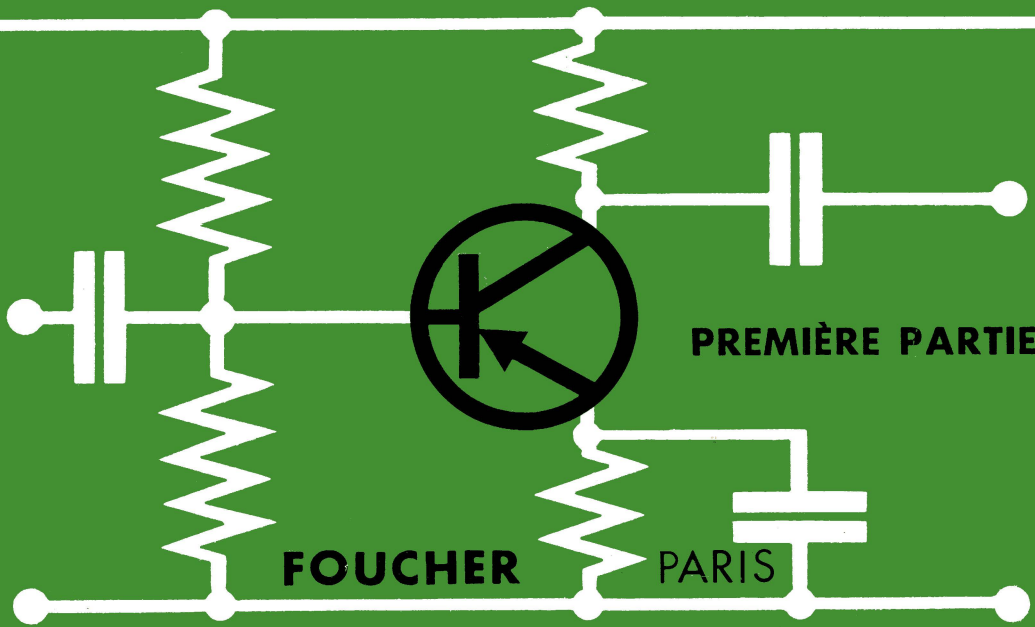
M. MOUNIC

SEMICONDUCTEURS

PHYSIQUE - APPLICATIONS
DIODES - TRANSISTORS - THYRISTORS



PREMIÈRE PARTIE

FOUCHER PARIS

Marcel MOUNIC

Agrégé de Physique,
Ancien Élève et Professeur à l'École Normale
Supérieure de l'Enseignement Technique.
Professeur au L. T. d'État de Puteaux.

SEMICONDUCTEURS

PREMIÈRE PARTIE

PHYSIQUE - APPLICATIONS
DIODES - TRANSISTORS - THYRISTORS
et autres composants à semiconducteurs

à l'usage des Techniciens de l'Industrie
et des Élèves techniciens et techniciens supérieurs

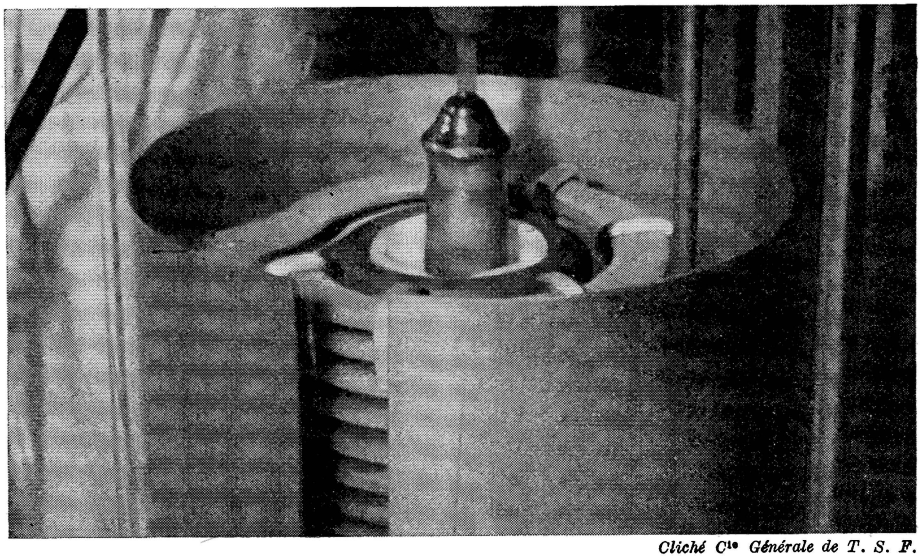
LES ÉDITIONS FOUCHER
128, rue de Rivoli, PARIS

Électronique
(Collection MOUNIC)

Physique électronique (vide, gaz). Émissions. Tubes . . . . . par **MOUNIC**
Semiconducteurs. 2e Partie : *Transistors* . . . . . —
Semiconducteurs. 3e Partie : *Thyristors* . . . . . —
Transistors. Problèmes avec solutions (3 fascicules) . . . . . —
Amplification. Ire Partie . . . . . —
Redressement (2 fascicules) . . . . . —
Travaux pratiques d'électronique (3 fascicules) . . . . . par **MOUNIC** et **RICARD**
Travaux pratiques d'électronique, fascicule 4 . . . . . par **MOUNIC RICARD** et **MONFORT**
Impulsions . . . . . par **P. RIVÈRE**
Étude générale de la production, de la transmission et du traitement des impulsions en vue de leur application aux matériels électroniques modernes.
L'exposé des techniques de base s'appuie exclusivement sur les circuits modernes à semiconducteurs.
Électronique de base . . . . . par **THUREAU**
Le dessin et le schéma en construction d'électronique . . . . par **TINEL** et **DE LUCA**
Télévision . . . . . par **J. PARDIES**
Ire Partie : Émissions. — Réception. — Circuits modernes de balayage.
2e Partie : Électronique générale : Amplificateurs à large bande. — Réponse transitoire. — Relaxateurs.
Servomécanismes (cours) . . . . . par **PEUTEMAN**
Travaux pratiques de servomécanismes . . . . . par **MONTEILLER** et **PEUTEMAN**
Électricité . . . . . par **THOMASSET**
Fascicule I : *Courant continu. Électrodynamique.*
Mathématiques . . . . . par **FRAÏSSÉ** et **MOUNIC**
Fascicule I : *Nombre. Fonction.*
Fascicule 2 : *Série. Exponentielle. Polynôme.*
Solutions des problèmes de mathématiques, fascicule I . . . . par **FRAÏSSÉ MOUNIC** et **BRAEMER**

FOUCHER - Éditeur

Tous droits de reproduction, de traduction et d'adaptation réservés pour tous pays.
© Les Éditions FOUCHER, 1969.



Cliché Cie Générale de T. S. F.

Obtention d'un monocristal de germanium.

Observez le cristal sortant du creuset et autour de celui-ci la bobine servant au chauffage H. F. Un germe cristallin, convenablement orienté, a été plongé dans le germanium fondu (940° C), puis remonté *très lentement*. Le cristal ainsi obtenu est plus pur en haut qu'en bas, certaines impuretés se concentrant dans le liquide restant.

I. — SEMICONDUCTEURS

APERÇU DE LA THÉORIE DES SOLIDES

La première application pratique des semiconducteurs — la ***photoconduction*** *du sélénium — est déjà ancienne (1879). Beaucoup plus tard vinrent les* ***redresseurs secs*** *(oxyde cuivreux, sélénium) et le* ***détecteur*** *à galène, puis des tentatives pour calquer un* ***amplificateur*** *à semiconducteur sur la triode à vide (Lilienfeld, 1925). L'essor récent des semiconducteurs dans la technique des courants faibles est dû à la fois à des travaux théoriques (Shockley) et à la découverte des* ***transistors*** *(Bardeen et Brattain 1948). Les recherches sur les semiconducteurs, actuellement très actives, nécessitent l'étroite collaboration de physiciens et de technologues : elles obtiennent des résultats pratiques, mais aussi font progresser la théorie des solides. Ces recherches constituent un exemple particulièrement significatif de l'aide mutuelle que s'apportent la Science et la Technique.*

L'effet de champ et les circuits intégrés prennent une importance considérable (chap. V).

A. — Définition des semiconducteurs

1. — LA RÉSISTIVITÉ VARIE CONSIDÉRABLEMENT AVEC LA NATURE DES CORPS

A la température ordinaire :

— **La résistivité des conducteurs métalliques** varie de $1{,}6 \cdot 10^{-6}$ ohm-centimètre (argent, cuivre) à $150 \cdot 10^{-6}$ Ωcm (certains alliages pour résistances).

— **La résistivité des bons isolants industriels** (papier imprégné, micanite, huiles, matières plastiques) : 10^{12} à 10^{18} Ωcm (1).

Or il existe tous les intermédiaires entre les corps précédents ; on connaît en particulier des éléments et des composés pour lesquels la résistivité est comprise entre 10^{-3} et 10^{7} Ωcm : ce sont des semiconducteurs (fig. 1).

Mais la valeur de la résistivité ne suffit pas à définir la classe des semiconducteurs ; en effet :

— *aux très basses températures ou à l'état très pur, leur résistivité devient comparable à celle des bons isolants ;*

— *au contraire, plusieurs semiconducteurs impurs sont aussi conducteurs que certains alliages métalliques.*

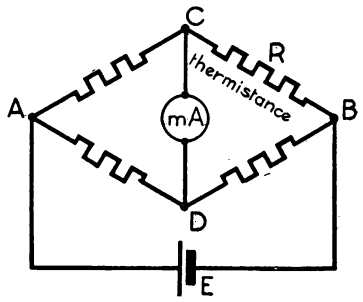


FIG. 1. — **Mesure de la résistivité d'un semi-conducteur.** La *thermistance* utilisée a une résistance de 1 150 ohms à 17,6° C, d'où une résistivité de l'ordre de 10^{3} Ωcm (exercice n° 2).

2. — A L'INVERSE DES MÉTAUX, LES SEMICONDUCTEURS SONT PLUS CONDUCTEURS A CHAUD QU'A FROID

Comme celle des métaux, la conductibilité des semiconducteurs est due au déplacement des **électrons**, ce qui les distingue des conducteurs ioniques. Mais la résistivité des semiconducteurs varie en sens inverse de la température (fig. 2). *Le coefficient de température de leur résistivité est donc négatif ;* il vaut, en valeur absolue, jusqu'à 10 fois celui des métaux.

Cette propriété fut découverte, sur le sulfure de cuivre, par Faraday (1833).

---

(1) On peut retenir le rapport de la résistivité des bons isolants à celle des bons conducteurs, en remarquant qu'il est de l'ordre de grandeur du nombre d'Avogadro. D'autre part, pour obtenir les résistivités en Ωm, diviser par 100 leur valeur en Ωcm. Les ordres de grandeur sont donc : métaux : 10^{-7} Ωm ; semiconducteurs : 1 Ωm ; isolants : 10^{12} à 10^{18} Ωcm.

On a par exemple pour une **thermistance** (oxydes métalliques frittés, voir p. 58) :

Température ...	**25° C**	**100° C**	**200° C**	**300° C**
Résistivité	ρ	$\rho/20$	$\rho/200$	$\rho/2\,000$

Dans le cas des thermistances, la résistivité décroît extrêmement vite lorsque la température s'élève ; la décroissance est moins rapide pour les semiconducteurs employés à d'autres usages, mais elle reste importante (germanium, silicium...).

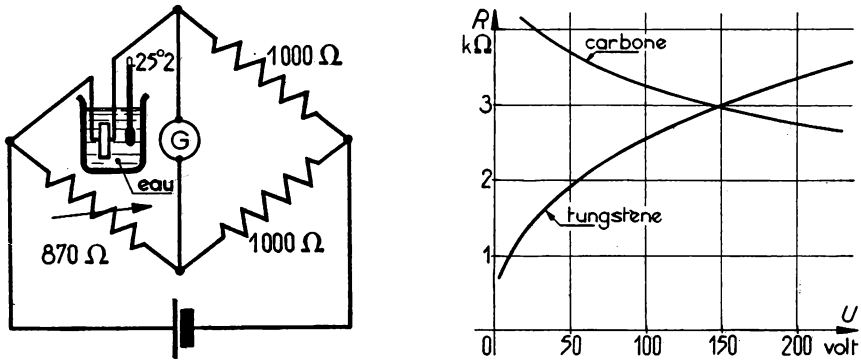


FIG. 2. — **A 25,2 ° la résistance de la thermistance n'est plus que 870 ohms.** On obtient des valeurs inférieures en prenant la thermistance dans la main.
A droite, la résistance d'un filament de tungstène croît avec la température, mais celle d'un filament de carbone décroît. (Courbes relevées sur des lampes 220 V - 15 W.)

La diminution de la résistivité quand la température s'élève distingue les semiconducteurs des métaux.

En conclusion :

On appelle semiconducteurs les corps dont la résistivité :

— varie en sens inverse de la température ;

— est généralement comprise entre 10^{-3} et 10^{7} Ω cm à la température ordinaire (soit 10^{-5} et 10^{5} Ω m).

Cette définition est suffisante dans bien des cas ; elle sera précisée par la comparaison des énergies nécessaires à la libération d'un électron dans un métal, un semiconducteur et un isolant, par le rôle considérable des impuretés (p. 10), par une note complémentaire en fin de chapitre (notion de bande d'énergie dans un solide) et par l'étude d'autres propriétés (effets photoélectriques, effets thermoélectriques, effet de champ) qui seront mentionnées ultérieurement avec leurs applications (chap. II et V).

Le présent chapitre étudie les différents types de semiconducteurs, le comportement des porteurs et la jonction *PN*.

Les transistors à jonctions seront étudiés à part (chap. III et IV).

B. — Conductibilité des cristaux

La théorie des solides a été plus longue à élaborer que celle des gaz ; elle est encore incomplète, mais repose déjà sur une large base expérimentale.

Nous considérons dans ce paragraphe un corps très pur, de sorte que ses propriétés électriques ne soient pas affectées par les impuretés.

I. — DANS UNE LIAISON COVALENTE, DEUX ATOMES VOISINS METTENT EN COMMUN UNE PAIRE D'ÉLECTRONS

Considérons le cas particulier mais très important des corps simples (cuivre, aluminium, germanium, silicium, sélénium...). **Ces corps sont cristallisés ; un cristal est caractérisé par l'arrangement régulier des atomes, liés entre eux par la mise en commun d'électrons** (1).

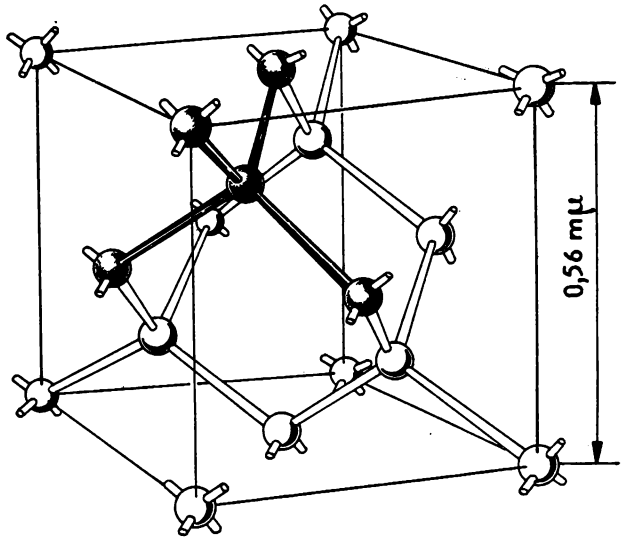


FIG. 3. — **Système cubique-diamant.** La quatrième colonne de la classification périodique contient plusieurs éléments ayant cette structure cristalline : *carbone* (diamant), *silicium*, *germanium* et *étain* (gris). Chaque liaison résulte de la mise en commun de deux électrons. Par raison de commodité, les liaisons sont représentées dans le même plan sur les figures suivantes. Maille du germanium : 5,66 Å ; du silicium : 5,43 Å. (1 = Å 10^{-10} m).

Par exemple, le germanium appartient à la quatrième colonne de la *classification périodique* des éléments (chap. I) et son atome comporte quatre électrons périphériques ou électrons de valence : dans un cristal de germanium chaque atome met en commun ces électrons respectivement avec les quatre atomes les plus proches (fig. 3 et 4).

Une liaison entre deux atomes est donc assurée par deux électrons communs.

Pour chaque atome, tout se passe comme si la couche électronique périphérique avait huit électrons, ce qui correspond à une grande stabilité : cette mise en commun d'électrons est la source des forces de cohésion qui donnent au cristal sa rigidité et sa dureté.

Une liaison de ce type est dite covalente par opposition à la liaison ionique (2) qui résulte de l'attraction d'ions de charges opposées comme Cl^- et Na^+ dans les cristaux de chlorure de sodium. Dans ce dernier cas, les ions sont seulement juxtaposés et extérieurs les uns aux autres ; au contraire, à la liaison covalente correspond une certaine interpénétration des orbites électroniques extérieures des atomes.

(1) **Réseau cristallin** : arrangement réticulaire à trois dimensions des éléments constitutifs d'un cristal. Se reporter au chapitre Rayons X, page 168, MOUNIC : *Physique Électronique (vide, gaz). Tubes.*

(2) Synonymes : valence homopolaire (covalence) ; valence hétéropolaire (ionique).

2. — A TOUTE TEMPÉRATURE, UN MÉTAL COMPORTE ENVIRON AUTANT D'ÉLECTRONS LIBRES QUE D'ATOMES

Dans un cristal métallique, les électrons de valence sont surabondants pour assurer la cohésion ; aussi *chaque atome libère en moyenne un électron* qui se déplace d'un point à l'autre du cristal, jusqu'à sa capture par un ion.

Dans tout intervalle de temps, il y a autant d'électrons capturés que d'électrons remis en liberté : *la densité des électrons libres demeure constante* (équilibre statistique).

Le moindre champ électrique communique aux électrons libres un mouvement d'ensemble ; ce déplacement constitue le courant électrique :

la conductibilité élevée des métaux s'explique par la densité élevée de leurs électrons libres (de se déplacer).

D'autre part, l'agitation thermique des ions croît avec la température, d'où, pour les électrons libres, des captures et des chocs plus nombreux ; *la résistivité des métaux varie donc dans le même sens que la température.* En d'autres termes, l'effet Joule — transmission d'énergie des électrons aux ions — croît avec la température.

3. — DANS UN SEMICONDUCTEUR, LA DENSITÉ DES ÉLECTRONS LIBRES EST BEAUCOUP PLUS FAIBLE QUE DANS UN MÉTAL

Les résultats expérimentaux peuvent s'interpréter ainsi :

— **Au voisinage du zéro absolu, aucun électron d'un semiconducteur n'est libre, et la conductibilité est nulle ;** au zéro absolu, il n'existe que des isolants et des conducteurs (métaux), sans intermédiaires entre eux.

— **Lorsque la température s'élève,** certains électrons du semiconducteur acquièrent une énergie suffisante pour devenir libres : **la conductibilité apparaît.**

— **La densité *n* des électrons libres croît avec la température** et ce phénomène l'emporte sur l'accroissement des captures par les ions ; la conductivité $\sigma = \frac{1}{\rho}$, proportionnelle à n, augmente avec la température ; pratiquement :

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = Ae^{-\frac{B}{T}}$$ (Voir aussi l'exercice n° 3).

A et B sont deux constantes caractéristiques du semiconducteur considéré.

— C'est grâce à un équilibre statistique que la densité des électrons libres reste constante, à température donnée ; elle est beaucoup plus petite que dans un métal.

4. — LES MÉTAUX, LES SEMICONDUCTEURS ET LES ISOLANTS SE DISTINGUENT PAR L'ÉNERGIE NÉCESSAIRE A LA RUPTURE D'UNE VALENCE

L'énergie E nécessaire à un électron pour quitter les deux atomes qu'il contribue à relier varie avec le corps ; **cette énergie est** (voir note 1 en fin de chapitre) :

— **pour les métaux : pratiquement nulle ;**
— **pour les isolants : plusieurs électron-volts ;**
— **pour les semiconducteurs : de l'ordre d'un électron-volt** (1).

Par exemple, à la température ordinaire et pour des éléments de même structure (fig. 3), E vaut :

— pour un isolant, le diamant : 7 eV ;
— pour des semiconducteurs : **silicium** : 1,1 eV ; **germanium** : 0,7 eV.

(1) Rappelons que l'électron-volt est l'énergie communiquée à un électron par une tension d'accélération d'un volt (Physique Électronique, p. 32) :

1 eV = e joule = 1,60 . 10^{-19} joule.

C'est pourquoi des électrons sont libérés par l'agitation thermique dans les semiconducteurs (1) **mais non dans les isolants** (2), **sans qu'il existe de différence de nature entre ces deux catégories de corps.**

A température donnée, le nombre d'électrons libres est une fonction exponentielle de E, d'où les valeurs extrêmement différentes des résistivités pour les métaux, les semiconducteurs et les isolants ; dans l'expression de σ (§ 3) : $B = \frac{E}{2k}$, où $k = 1{,}38.\ 10^{-23}$ J/°K est la constante de Boltzmann.

5. — LA CONDUCTIBILITÉ PAR TROUS EST DUE AU DÉPLACEMENT, DE PROCHE EN PROCHE, D'ÉLECTRONS LIÉS

La conduction d'un semiconducteur par électrons libres est plus faible que celle d'un métal, mais son mécanisme est identique.

Les semiconducteurs présentent de plus un type particulier de conductibilité. Considérons, dans un cristal semiconducteur, une liaison ayant perdu un de ses électrons : **l'électron libéré a laissé un trou. Or un trou peut capturer :**

— **un électron libre** qui passe à proximité (paragraphe précédent) : on dit qu'il y a *recombinaison* ;

— **un électron d'une liaison voisine,** grâce à l'agitation thermique : *le trou change de position.*

Ce dernier phénomène est important, car il se répète, et tout se passe comme si une charge positive se déplaçait dans le cristal (3) :

— ***en l'absence de tension appliquée au cristal,*** *le trou se déplace de façon désordonnée,* dans tous les sens, ce mouvement étant comparable à l'agitation thermique des électrons libres ;

— ***si une tension est appliquée au cristal,*** le champ électrique favorise la capture, par le trou, d'un électron appartenant à une liaison située sur la même ligne de champ : ***le trou se déplace dans la direction et le sens du champ*** (fig. 4).

Ainsi, dans certains corps, le déplacement d'électrons prend l'apparence du déplacement de charges positives.

On peut attribuer au trou une charge $+ e$, un libre parcours, une durée de vie... et rendre compte des propriétés du semiconducteur.

La conductibilité par trous ajoute ses effets à la conductibilité électronique : **la conductivité d'un semiconducteur dépend du nombre total des porteurs** (électrons libres et trous). Dans les semiconducteurs très purs ou **semiconducteurs intrinsèques,** la densité n des électrons libres est égale à la densité p des trous positifs. Lorsque la température s'élève, l'équilibre :

électrons (liés) de valence $\rightleftharpoons$ *électrons libres* $+$ *trous*

se déplace vers la droite (**porteurs libres** plus nombreux).

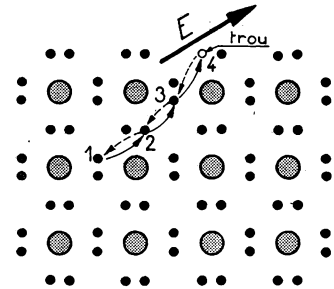


FIG. 4. — **Conduction par trous.** — Le trou — électron manquant — se déplace de la position 1 à la position 4 (flèches pleines) ; en réalité, un électron s'est déplacé de 2 en 1, un autre de 3 en 2, un autre de 4 en 3 (flèches pointillées).

(1) Des impuretés (§ C) peuvent libérer des électrons sous l'action d'énergies encore plus petites, de l'ordre de 0,01 eV (*énergie d'activation* des impuretés).

(2) Pour rendre libres des électrons d'un isolant, c'est-à-dire pour y faire apparaître la conductibilité, il faudrait une énergie tellement grande que le corps serait détruit. Notons que l'énergie E est l'énergie nécessaire à la production d'une *paire électron-trou* (§ 5) ou énergie d'activation intrinsèque.

(3) *Vocabulaire électronique.* — Lacune, trou (d'électron). Emplacement laissé dans un réseau cristallin par un électron qui se déplace à l'intérieur du réseau.

(Note : Un trou, ou lacune, équivaut à une charge positive, charge image de l'électron. Ce n'est pas un ion, les ions restant fixés au système cristallin.)

C. — Rôle des impuretés : semiconducteurs type *N*, type *P*

La conductibilité envisagée jusqu'ici est celle des semiconducteurs parfaitement purs ; elle appartient en propre à leurs atomes, d'où son nom de conductibilité *intrinsèque*.

Il existe une autre conductibilité, due à des atomes étrangers, introduits dans le semiconducteur : c'est la conductibilité *extrinsèque*, qui peut être du type *N* ou du type *P* (*N* : négatif ; *P* : positif). On appelle *dopage* (ou contamination) l'introduction des impuretés convenables dans un semiconducteur.

Pour simplifier, on utilise une représentation conventionnelle plane du cristal.

I. — UN SEMICONDUCTEUR PAR EXCÈS OU TYPE *N* CONTIENT DES ATOMES DONNEURS

Considérons du *germanium* renfermant comme impureté une faible proportion d'*antimoine*. Dans le réseau cristallin (fig. 5), chaque atome d'antimoine s'est substitué à un atome de germanium (dimensions peu différentes) et met en commun quatre électrons périphériques avec les atomes de germanium voisins.

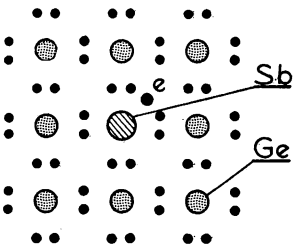


FIG. 5. — **Exemple de semiconducteur par excès ou type *N*** (*N* : initiale de négatif). L'électron *e* non utilisé pour les liaisons devient facilement libre dans le réseau cristallin du germanium. L'atome donneur devient un ion positif.

Mais l'antimoine possède cinq électrons périphériques : l'électron en excès, faiblement lié, devient libre (agitation thermique), d'où une densité d'électrons libres très supérieure à celle du germanium pur ; par suite, la conductibilité électronique est plus élevée et proportionnelle à la concentration de l'impureté.

Cette conductibilité est dite du type *N* ou par excès (1) ; l'antimoine est un *donneur* (1).

Sont des donneurs pour les semiconducteurs de la quatrième colonne de la classification périodique les éléments appartenant aux colonnes de droite ; en particulier ceux de la cinquième : *azote*, *phosphore*, *arsenic*, *antimoine*. **Dans un semiconducteur *N* les électrons sont les porteurs majoritaires** et les trous sont les porteurs *minoritaires* (2).

La densité *n* des électrons est beaucoup plus grande que dans le germanium *intrinsèque* et la plupart des trous sont recombinés : $n \gg p$. *On montre qu'à température donnée*, n *et* p *sont inversement proportionnels :* $np = \text{constante} = n_i p_i = n^2_i$ *en affectant de l'indice* i *les densités relatives au semiconducteur intrinsèque.*

REMARQUE. — Le nombre des atomes donneurs ionisés croît très vite avec la température et il en est de même de la conductibilité. Tous les donneurs sont devenus des ions positifs, à la température ordinaire, dans les semiconducteurs utilisés pour les diodes et les transistors.

---

(1) D'électrons.

(2) (*Vocabulaire électronique*) **Porteur électrisé** : Nom général donné aux corpuscules chargés électriquement, tels que : *électrons*, *positons*, *ions*, *mésons*, et par extension aux *trous* dans les semiconducteurs.

2. — UN SEMICONDUCTEUR PAR DÉFAUT OU TYPE *P* CONTIENT UN ACCEPTEUR

Soit un cristal de ***silicium*** contenant une faible proportion de *bore*, élément dont l'atome comporte seulement trois électrons périphériques. Chaque atome de bore met en commun ces trois électrons avec des atomes de silicium (fig. 6) et il en résulte un trou pour la quatrième liaison bore-silicium ; ce trou se comble d'ailleurs par confiscation d'un électron à une des nombreuses liaisons silicium-silicium voisines, **d'où une densité de trous très supérieure à celle du silicium pur et, par suite, une conductibilité plus élevée ;** la conductibilité est proportionnelle à la concentration de l'impureté. Le bore est un *accepteur*, et ce type de conductibilité extrinsèque est appelé type *P* ou par défaut (d'électrons).

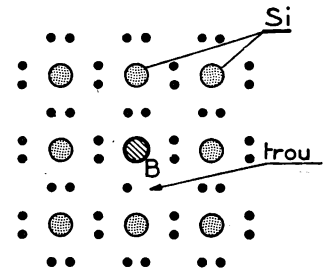


FIG. 6. — **Exemple de semiconducteur par défaut ou type *P*** (*P* : initiale de positif). Un atome de bore introduit un trou qui se déplacera de proche en proche dans le réseau cristallin du silicium. L'atome accepteur devient un ion négatif.

Sont des accepteurs, pour les semiconducteurs de la quatrième colonne de la classification périodique, les éléments appartenant aux colonnes de gauche, en particulier ceux de la troisième : *bore*, *aluminium*, *gallium*, *indium*.

Dans un semiconducteur type *P*, les électrons sont les porteurs minoritaires et **les trous sont les porteurs majoritaires : $p \gg n$.**

Tous les atomes accepteurs sont devenus des ions *négatifs* (leur densité est p) dès la température ordinaire dans les semiconducteurs utilisés pour les diodes et les transistors.

REMARQUE. — *Au-delà d'une certaine température les paires électron-trou d'origine thermique — responsables de la conductibilité* INTRINSÈQUE *— deviennent assez nombreuses pour masquer la conductibilité type P ou type N. Cette température croît avec l'énergie d'activation intrinsèque E ; c'est pourquoi le silicium est utilisable à température plus élevée que le germanium (Courbes : chap. IV).*

3. — LES IMPURETÉS, MÊME EN PROPORTION NON DÉCELABLE A L'ANALYSE CHIMIQUE, ONT UNE ÉNORME INFLUENCE SUR LA CONDUCTIVITÉ D'UN SEMICONDUCTEUR

Si un semiconducteur contient un taux d'impureté de 10^{-6}, soit approximativement un atome donneur pour un million d'atomes de semiconducteur, on peut prévoir que sa conductivité sera un million de fois plus petite que celle d'un métal. L'expérience confirme cette prévision. La conductivité ainsi obtenue est très supérieure à celle d'un semiconducteur intrinsèque.

Si le semiconducteur est un composé, l'impureté peut être un excès d'un des constituants par rapport à la composition stœchiométrique (c'est-à-dire correspondant exactement à la formule chimique). Ainsi :

— Si l'on provoque un début de réduction de l'*oxyde de zinc* **ZnO**, les atomes de zinc sont en excès et constituent autant de donneurs : la conductibilité est du type *N*.

— Au contraire, un excès d'oxygène par rapport à la composition stœchiométrique transforme l'*oxyde cuivreux* **Cu_2O** en semiconducteur du type *P* ; les atomes d'oxygène en excès constituent autant de centres accepteurs.

Comme pour les éléments semiconducteurs, l'influence de telles impuretés est énorme. Par exemple :
— la présence de 1 % d'oxygène en excès multiplie par un million la conductivité de l'oxyde cuivreux ;
— la conductivité de l'oxyde de zinc peut varier de 10^{-14} Ω^{-1} cm^{-1} (l'oxyde très pur est donc un isolant) à 1 Ω^{-1} cm^{-1}, sous l'action d'un excès de zinc.

C'est pourquoi on a d'abord utilisé des éléments (Ge, Si), plus faciles à préparer.

CONCLUSION. — Un semiconducteur intrinsèque doit être considéré comme un milieu dans lequel évoluent des porteurs (électrons et trous). Ce milieu est plus ou moins favorable à l'apparition, au déplacement et à la recombinaison des porteurs suivant sa nature (germanium, silicium...), son état physique (monocristal, polycristaux, état de surface...), son degré de pureté, sa température. (Voir aussi note II en fin de chapitre.)

4. — LA MOBILITÉ DES PORTEURS DE CHARGE AUGMENTE AVEC LA PURETÉ DU SEMICONDUCTEUR

a) **On appelle mobilité d'un porteur sa vitesse dans un champ unité.**

En raison des chocs, les porteurs de charge ne se déplacent pas en ligne droite ; on peut toutefois définir une *vitesse moyenne* de déplacement dans la direction du champ *électrique* ; cette vitesse est proportionnelle au champ :

$$\boxed{v = \mu E.} \qquad (1)$$

Le coefficient $\mu = v/E$ est appelé mobilité et s'exprime usuellement en centimètres par seconde, par volt par centimètre (ou cm^2 par volt-seconde).

$$\left(\frac{cm/s}{V/cm} = \frac{cm}{s} \times \frac{cm}{V} = cm^2/Vs\right).$$ Unité S. I. : m^2/Vs.

A la température ordinaire, la mobilité varie de quelques cm^2/Vs à plusieurs dizaines de mille avec le semiconducteur ; elle est toujours plus grande pour les électrons que pour les trous (d'un même semiconducteur). Elle diminue lorsque la température s'élève (collisions plus fréquentes) : $\mu = a\, T^{-\frac{3}{2}}$.

A 300° K, soit 27° C, μ_n (mobilité des électrons) et μ_p (mobilité des trous) sont :
— pour le germanium : $\mu_n = 3\,900 cm^2/Vs$; $\mu_p = 1\,900$ (soit 0,39 et 0,19 m^2/Vs).
— pour le silicium : $\mu_n = 1\,200$; $\mu_p = 500$ cm^2/Vs.

La mobilité des porteurs augmente avec la ***pureté*** *du semiconducteur et l'amélioration de son* ***état cristallin*** *; c'est une des raisons pour lesquelles on utilise, sous forme de monocristaux, des éléments (silicium, germanium) plus faciles à purifier que les corps composés. En outre, la composition d'un composé peut varier légèrement d'un point à l'autre, même s'il correspond, dans son ensemble, à la composition stœchiométrique.*

Pour être utilisable, un semiconducteur ne doit contenir que les impuretés qui lui confèrent les propriétés désirées ; toute autre impureté doit être soigneusement éliminée.

L'énergie d'activation intrinsèque E et la mobilité μ *des porteurs sont les deux caractéristiques principales d'un semiconducteur ; c'est d'elles que dépendent ses possibilités d'utilisation. En particulier :*
— la ***température maximale*** *d'utilisation s'élève avec E ;*
— la ***fréquence maximale*** *s'élève avec* μ.

b) **La conductivité est proportionnelle à la mobilité des porteurs.** Soit $R = \rho l/s = l/\sigma s$ la résistance d'un échantillon type N pour fixer les idées (fig. 7) ; $\sigma = \frac{1}{\rho}$ étant la conductivité.

La tension $U = El$ produit le courant : $I = s\,n\,e\,v.$

e : *charge élémentaire; v et n* : *vitesse et densité des porteurs.* (Voir note III).

La Loi d'Ohm $U = RI$ peut donc s'écrire : $El = \frac{l}{\sigma s}\, s\,n\,e\,v,$

c'est-à-dire : $\sigma E = n\,e\,v$

et, compte tenu de la relation (1) :

$$\boxed{\sigma = n\,e\,\mu.} \qquad (2)$$

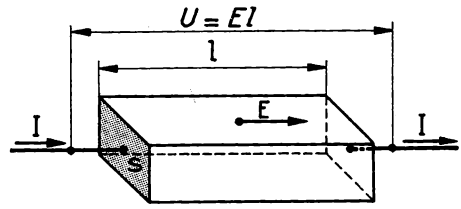


FIG. 7. — **Les faces d'entrée et de sortie du courant sont métallisées : le champ électrique est uniforme dans le semiconducteur.**

La conductibilité due simultanément à des électrons et des trous (S. C. intrinsèque) est :

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = n\,e\,\mu_n + p\,e\,\mu_p \qquad (3)$$

n et μ_n : *densité et mobilité des électrons; p* et μ_p : *densité et mobilité des trous.*

On démontre qu'à température donnée np = constante ; il en résulte $p \ll n$ pour un S. C. type *N*, $n \ll p$ pour un S. C. type *P* et l'un des termes de la relation (3) disparaît.

EXEMPLE. — Pour un spécimen de **germanium** *N* : $\rho = 4\ \Omega$cm et $\mu_n = 3900$ cm²/Vs. Calculons le nombre de porteurs libres (électrons) par centimètre cube.

On a : $\rho = 0{,}04\ \Omega$m et $\mu_n = 0{,}39$ m²/Vs :

$$n = \frac{\sigma}{e\,\mu_n} = \frac{25}{1{,}60 \,.\, 10^{-19} \times 0{,}39} = 4 \,.\, 10^{20}\ \text{el/m}^3, \text{ soit } 4 \,.\, 10^{14}\ \text{el/cm}^3.$$

REMARQUE. — Lorsque *T* croît, μ diminue (p. 11) : pour un métal, *n* est constante, donc σ *diminue* ; pour un *semiconducteur*, *n*, *p* croissent assez vite pour que σ *augmente* malgré la diminution de μ.

5. — PRÉPARATION DES SEMICONDUCTEURS TYPE *P* ET TYPE *N*

L'influence énorme des impuretés oblige à préparer le semiconducteur aussi pur que possible, puis à lui ajouter une impureté convenable en proportion soigneusement dosée.

De nombreux semiconducteurs sont employés ou à l'étude. Actuellement, le germanium (1) et le silicium restent les deux plus importants avec comme applications essentielles : diodes, transistors, thyristors...

a) **L'industrie chimique approvisionne l'industrie électronique en germanium et silicium de pureté 10^{-4} (99,99 %)** ; on les purifie par voie chimique, puis physique, pour arriver au germanium et au silicium intrinsèques, de pureté 10^{-10} (environ 1 atome étranger pour 10 milliards d'atomes de germanium). L'addition des impuretés désirées et l'obtention de monocristaux posent des problèmes ardus.

(1) Le germanium Ge = 72,6 a été isolé en 1886 ; il est assez répandu dans l'écorce terrestre (7 g par tonne), mais dispersé. Ses minerais les plus importants renferment le sulfure GeS, parmi d'autres. Certaines blendes en contiennent jusqu'à 1 % et le germanium est alors un sous-produit de la métallurgie du zinc et du cadmium.

Le silicium est extrêmement répandu : silice SiO_2 (quartz, sable) ; silicates divers (argiles...).

b) **Purification chimique.**

Le *germanium* est purifié sous forme de chlorure $GeCl_4$; l'hydrolyse de ce chlorure fournit l'oxyde GeO_2 qu'on réduit vers 600-650 °C par l'hydrogène, dans des creusets de graphite très pur. Le germanium ainsi obtenu est une poudre grise que l'on fond en lingots, d'éclat analogue à celui de l'argent. Pour obtenir un gramme du germanium, on traite jusqu'à 100 kg de certains minerais. La densité de germanium est 5,33 et son point de fusion 937° C.

Le *silicium* peut être produit et purifié à l'état de chlorure de silicium $SiCl_4$; la réduction par le zinc de ce liquide incolore donne le silicium chimiquement pur. Des procédés plus récents utilisent d'autres intermédiaires : SiH_4 (silane) ; $SiHCl_3$ (silicochloroforme ou trichlorosilane).

La densité du silicium est 2,33 et son point de fusion 1 420 °C.

La purification chimique conduit à une pureté de 10^{-6} à 10^{-7} encore insuffisante pour certaines applications.

c) **Purification physique : méthode de fusion de zone.**

Lorsqu'on fait fondre un corps, les impuretés qu'il contient n'ont pas la même solubilité dans le liquide et dans le solide. Par exemple, les impuretés du germanium se concentrent dans le liquide ; c'est pourquoi, si l'on déplace une zone fondue dans un long barreau de germanium, les impuretés sont entraînées à l'extrémité du barreau (fig. 9).

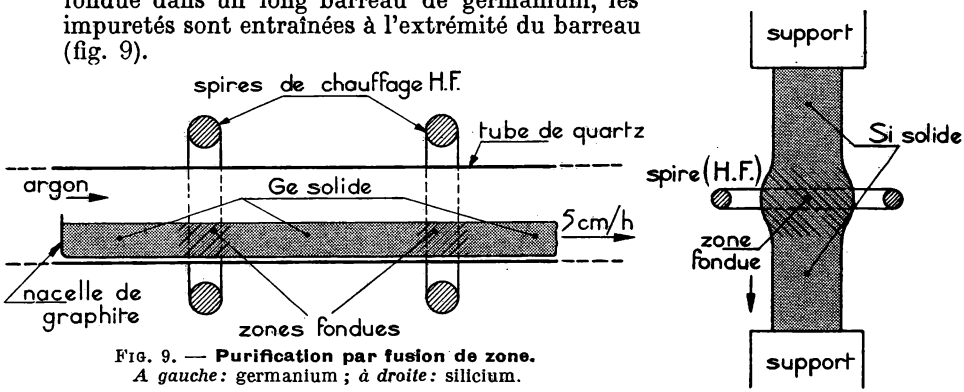


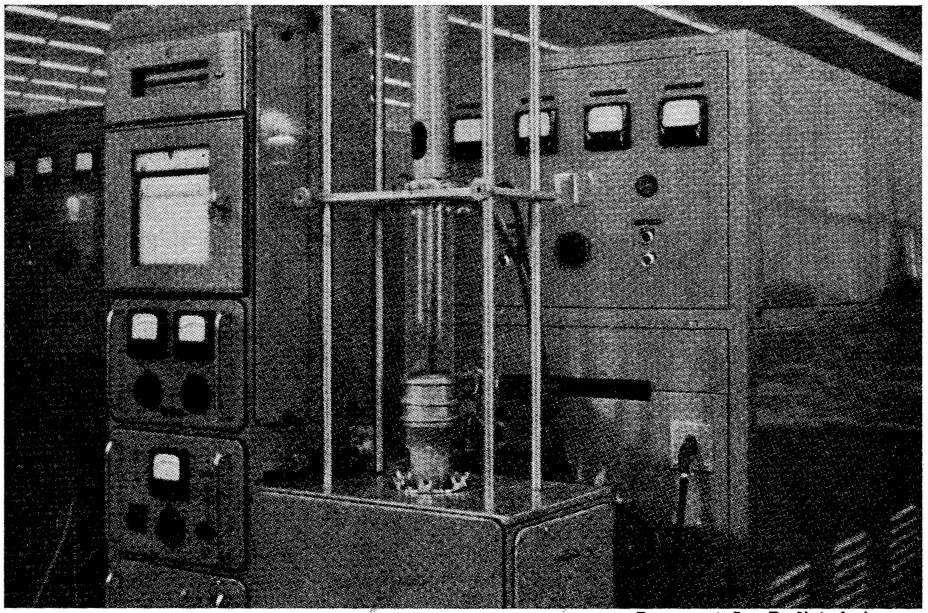
FIG. 9. — **Purification par fusion de zone.**
A gauche : germanium ; *à droite :* silicium.

En recommençant plusieurs fois ce drainage des impuretés et en supprimant les extrémités, on obtient le germanium intrinsèque de pureté 10^{-9} à 10^{-10}.

La nacelle de graphite contenant le germanium est placée dans un tube de quartz, sous atmosphère contrôlée (argon, hélium ou vide) ; il est chauffé par une spire, en H. F., de sorte que la zone fondue est de 1 à 2 cm.

Le déplacement étant lent (5 cm/h) et plusieurs passages étant nécessaires, on accélère l'opération en fondant simultanément cinq ou six zones à quelques centimètres l'une de l'autre.

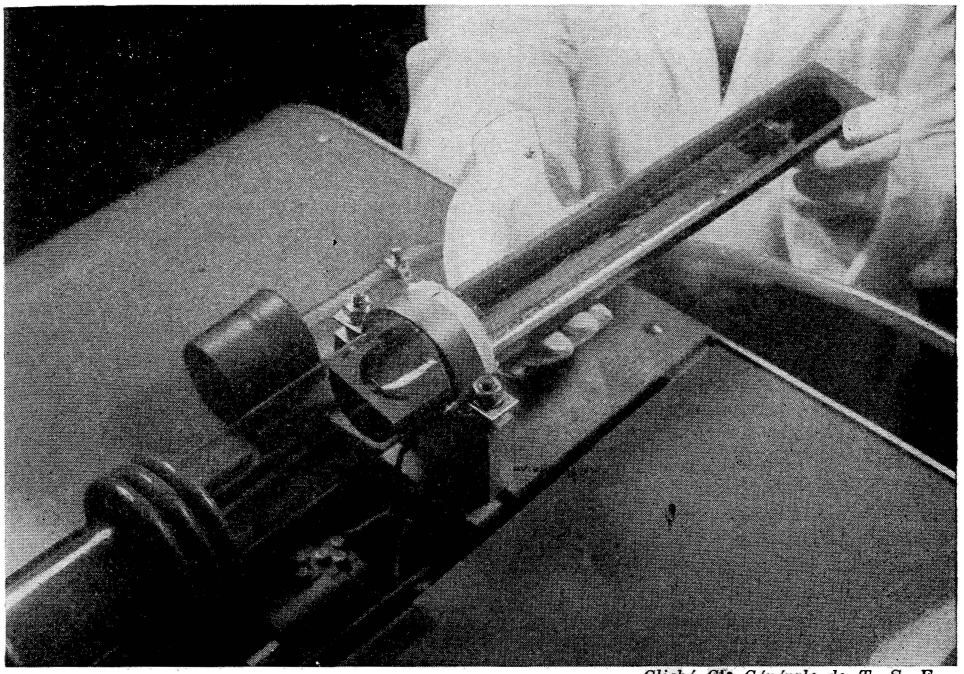
Le silicium ne peut être traité de la même façon en raison de sa température de fusion élevée, à laquelle il attaque le graphite et même le quartz. On opère la fusion de zone, sans récipient, sur barreau vertical de 1 à 2 cm de diamètre maintenu aux deux extrémités ; la zone fondue se maintient par tension superficielle (comme une goutte liquide à l'extrémité d'un compte-gouttes), entre les deux régions solides (méthode de la *zone flottante* de Keck).



Document La Radiotechnique.

Silicium : purification par fusion de zone.

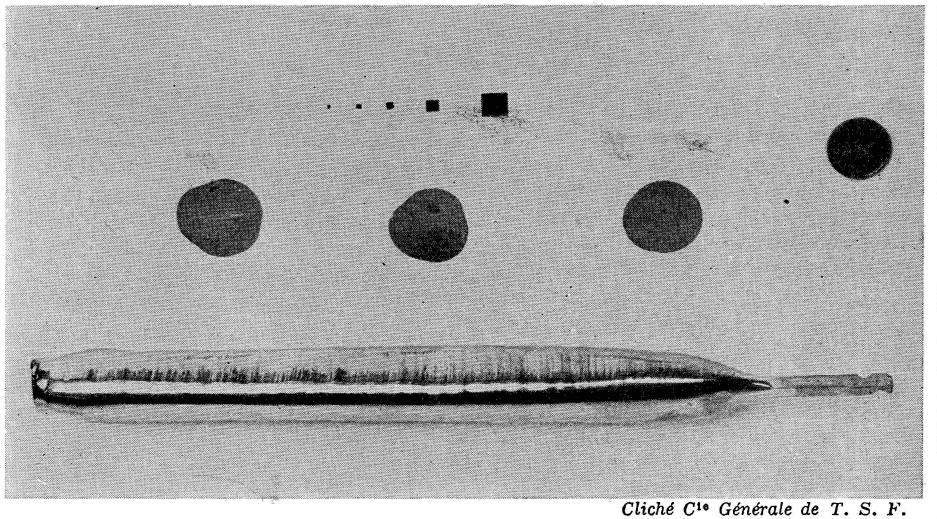
Autour du tube de quartz, vertical, contenant le lingot de silicium, on distingue les spires de chauffage reliées au générateur H. F.
Ces spires sont fixes : le lingot se déplace, guidé par les quatre glissières verticales.



Cliché C^ie Générale de T. S. F.

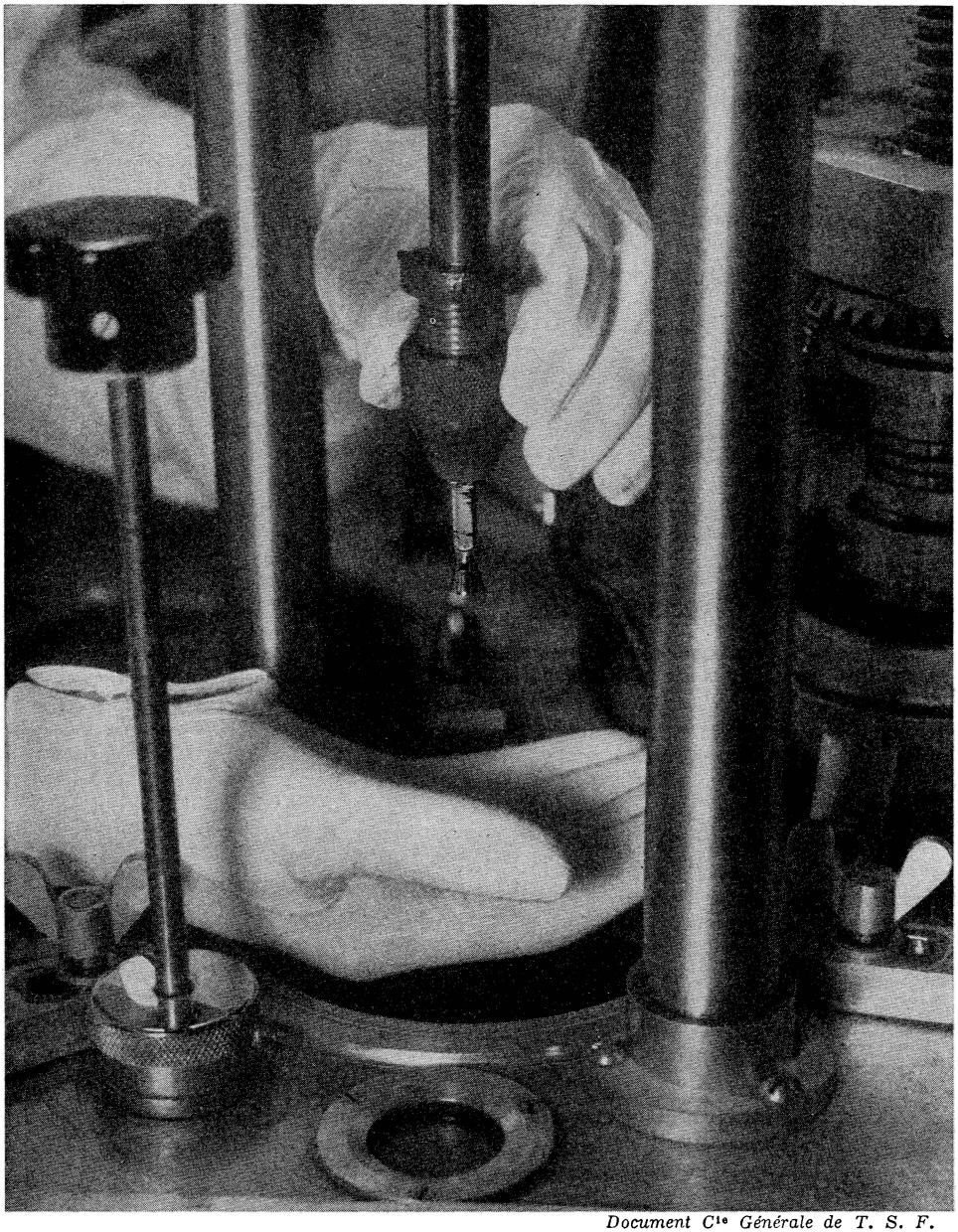
Chargement d'un épurateur à fusion de zone.

L'opérateur y introduit la nacelle de graphite contenant le germanium à purifier. *A gauche*, on aperçoit trois spires de chauffage H. F. qui produiront la première zone fondue.



Cliché C^ie Générale de T. S. F.

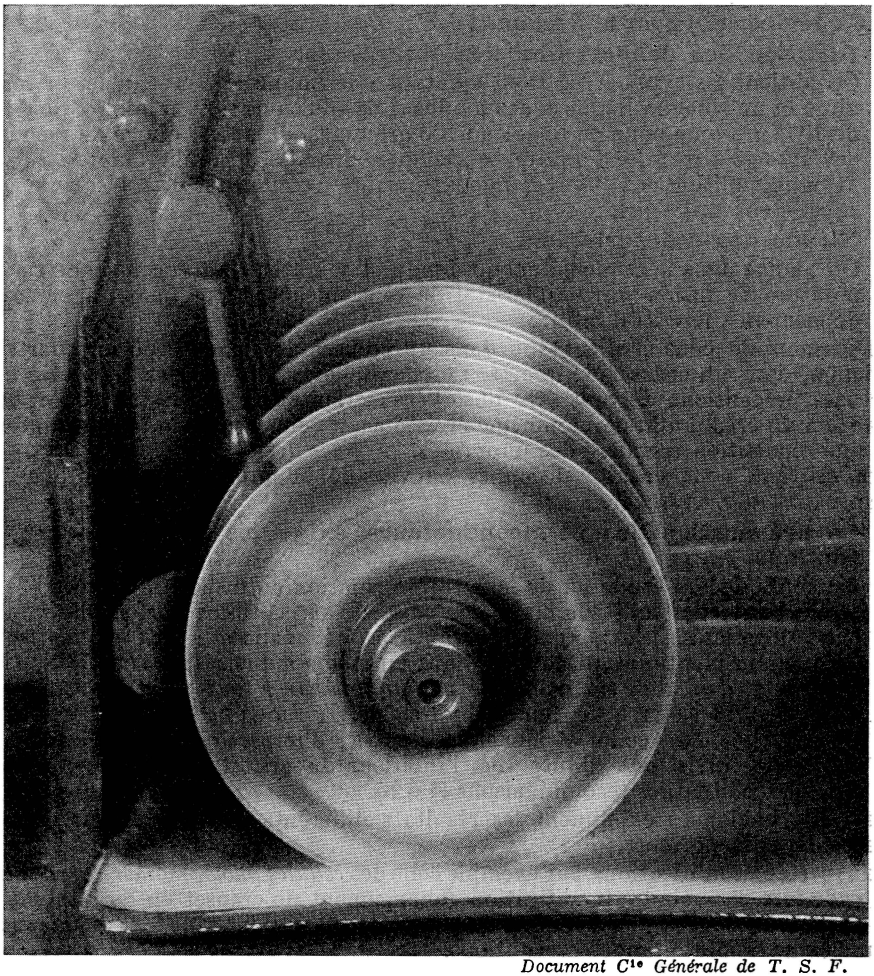
Lingot de germanium, plaquettes obtenues par sciage et « puces » de diverses dimensions pour diodes et transistors.



Document C^ie Générale de T. S. F.

Mise en place du porte-germe.

Le germe, dont l'orientation fixera celle du cristal, est l'extrémité du cristal précédent, soudé à une pièce métallique. Sous la main droite de l'opérateur, l'ouverture du four de fusion.



Document Cie Générale de T. S. F.

Sciage d'un monocristal.

Le lingot de 3 cm environ de diamètre fixe l'échelle. Les scies à diamant tournent à plusieurs milliers de tours par minute ; refroidissement par huile.

Une scie à diamant comporte un disque d'acier très mince portant sur sa périphérie une couronne de laiton dans lequel sont enchâssés de minuscules cristaux de diamant.

Actuellement, on se fie à la résistivité pour connaître la pureté. Il semble qu'on atteigne couramment 100 Ωcm ($\simeq 3 . 10^{13}$ atomes d'impuretés par centimètre cube); 600 Ωcm correspondent au taux minimal d'impureté que l'on sache obtenir ($2{,}5 . 10^{13}$ at/cm^3) pour le silicium (1).

d) **Addition des donneurs ou des accepteurs.**

On obtient les types N et P en ajoutant une impureté convenable au germanium et au silicium intrinsèques fondus. Les additions sont si faibles, de l'ordre de 10^{-6} gramme pour un lingot de 100 grammes, qu'on est obligé de recourir à des *alliages-mères* dont on ajoute quelques dizaines de milligrammes. Les éléments d'addition ont été évidemment purifiés avec autant de soin que le semiconducteur lui-même.

e) **Tirage des monocristaux.**

On plonge dans le semiconducteur fondu et maintenu au voisinage de sa température de fusion un petit cristal de ce semiconducteur, puis on élève très doucement ; le cristal croît.

Le germanium peut être contenu dans un creuset de graphite ou de quartz ; le silicium, dans un creuset de quartz. Le chauffage est obtenu par H. F. De nombreuses précautions doivent être observées : orientation du cristal germe ; lente rotation du cristal afin d'obtenir une croissance régulière, peu de tensions internes et une répartition régulière des impuretés.

Les cristaux sont ensuite découpés en vue de la fabrication des diodes, des transistors, des thyristors...

f) **La préparation des semiconducteurs exige les plus grandes précautions.**

Au cours de leur étude ou de leur transformation en dispositifs industriels, les semiconducteurs sont soumis à des contacts susceptibles parfois de modifier leurs propriétés. L'expérience suivante a été réalisée : des plaquettes de germanium identiques, découpées dans un même monocristal, sont divisées en deux lots, *dont l'un est manipulé par un opérateur qui vient de toucher du cuivre* : après passage au four à hydrogène, la durée de vie des porteurs est très abaissée dans ce lot et non dans l'autre ; d'imperceptibles traces superficielles de cuivre ont diffusé vers l'intérieur du cristal à la température du four et facilitent les recombinaisons (§ 6 b).

Des faits analogues expliquent les résultats différents obtenus parfois par plusieurs expérimentateurs.

Dans certaines fabrications, par exemple celle des *cellules photoconductrices au sulfure de cadmium*, la moindre modification (changement de creuset ou de l'origine des produits chimiques...) transforme les résultats ; la préparation des semiconducteurs exige les plus grandes précautions.

6. — INJECTION OU GÉNÉRATION DE PORTEURS MINORITAIRES DANS UN SEMICONDUCTEUR : DURÉE DE VIE ; LONGUEUR DE DIFFUSION

Lorsqu'on ajoute à un équilibre chimique l'un des corps constituants, il se produit la *réaction* qui tend à faire disparaître ce corps et un équilibre se rétablit.

De même, lorsqu'on crée des porteurs minoritaires dans un semiconducteur (injection par un contact, génération par la lumière...), il se produit des *recombinaisons*, ce qui fait diminuer la densité des porteurs injectés et rétablit l'équilibre ($np = c^{te}$). Toutefois, cet équilibre n'est pas atteint instantanément.

(1) Valeurs théoriques des résistivités intrinsèques à 300° K : du germanium : 50 Ωcm ; du silicium : 250 000 Ωcm (Voir p. 29).

a) Durée de vie.

On appelle durée de vie τ *des porteurs minoritaires, le temps nécessaire pour que le nombre initial des porteurs injectés soit divisé par* e (e = *2,718...).*

Par analogie avec la constante de temps d'un circuit électrique, on peut dire que τ est la constante de temps de la recombinaison (disparition) des porteurs minoritaires injectés.

La durée de vie est une caractéristique importante d'un semiconducteur. Il est indispensable qu'elle soit assez élevée pour que le semiconducteur soit utilisable ; elle est comprise pour les semiconducteurs usuels entre quelques dizièmes de microseconde et plusieurs millisecondes.

La durée de vie augmente avec la perfection et la pureté du cristal ; elle dépend encore de sa nature, de son mode de préparation, de l'état de surface, de la nature des impuretés...

b) Les centres tueurs abrègent la durée de vie.

Les durées de vie *mesurées* sont toujours inférieures aux durées de vie *calculées* en tenant compte seulement des impuretés ajoutées volontairement.

On a pu montrer que les dislocations du cristal et les atomes en position interstitielle constituent des centres de recombinaison extrêmement efficaces. Parmi les plus gênants, citons le *cuivre*, le *nickel*, l'*étain* dans le germanium, le *fer* et le *manganèse* dans le silicium.

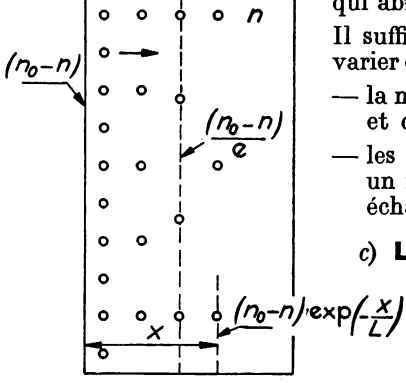


FIG. 10. — **L : longueur de diffusion.**

Les dislocations du cristal et ces atomes d'impuretés qui abrègent la durée de vie sont dits *centres tueurs.*

Il suffit d'un nombre de tueurs très petit pour faire varier considérablement la durée de vie, ce qui explique :

— la nécessité de préparer des semiconducteurs très purs et des monocristaux voisins de la perfection ;

— les résultats parfois très différents des mesures sur un même semiconducteur (origines différentes des échantillons).

c) Longueur de diffusion.

Les porteurs injectés sur une surface S d'un semiconducteur ou créés par illumination de cette surface diffusent vers l'intérieur où leur densité est plus faible.

Chemin faisant, ils se recombinent peu à peu (fig. 10 ; n_0 : densité des porteurs sur la surface S ; $n_0 - n$: densité des porteurs excédentaires, c'est-à-dire injectés ou libérés sur la surface S). *On appelle longueur de diffusion* L *la distance parcourue par les porteurs excédentaires lorsque leur densité est divisée par* e (e = *2,718...*). Dans le germanium L est de 1 à 2 mm pour les trous, de 1 à 3 mm pour les électrons ; pour le silicium, trous : 0,2 à 0,6 mm ; électrons : 0,4 à 1 mm

Bien entendu, les porteurs parcourent d'autant plus de chemin que leur vitesse est plus grande et qu'ils existent plus longtemps : **la longueur de diffusion augmente avec la mobilité des porteurs et avec leur durée de vie.**

D. — La jonction *PN*

1. — PRÉPARATION ET DÉFINITION

Des additions au bain peuvent modifier en cours de tirage le type de conductibilité du cristal : la région de transition graduelle est une jonction *PN* (fig. 11).

Une jonction est une région de faible épaisseur d'un monocristal, dans laquelle la conductibilité passe graduellement du type *P* au type *N*.

Une jonction s'obtient pratiquement non par **tirage** mais :

— par **alliage** (voir p. 44 et 89).

— par **diffusion.** Le cristal est porté à haute température dans un gaz qui lui fournit l'impureté voulue.

— par **épitaxie** (chap. V).

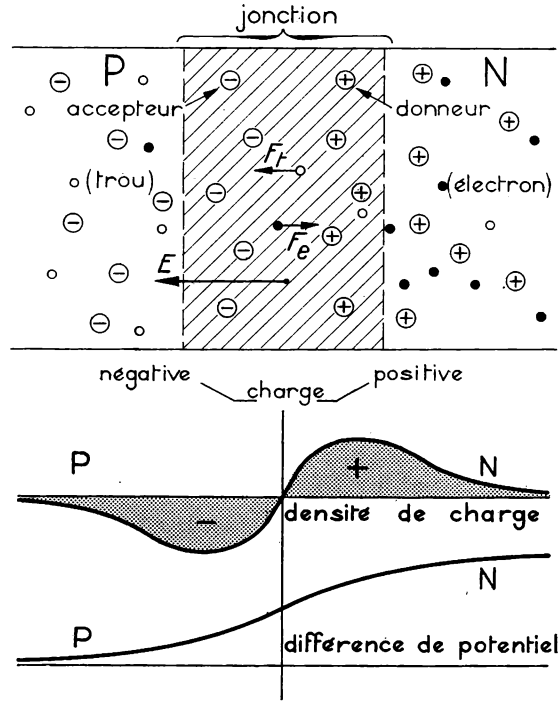


FIG. 11. — **Jonction *PN*.**
La figure représente seulement les impuretés et les porteurs. La *charge d'espace* de la jonction est constituée par des donneurs et des accepteurs ionisés. Dans la jonction, le semiconducteur se comporte comme un *diélectrique* puisque le champ électrique E en chasse les porteurs (zone de raréfaction). F_e, F_t : forces sur un électron, un trou.

2. — UNE BARRIÈRE DE POTENTIEL S'ÉTABLIT DANS LA JONCTION

Les électrons libres, beaucoup plus nombreux dans la région *N*, diffusent vers la région *P* ; c'est l'inverse pour les trous. La région *N* se charge donc positivement et la région *P* négativement (fig. 11) : il apparaît à la jonction une différence de potentiel de contact (quelques dixièmes de volt).

Toutefois, un équilibre s'établit ; en effet :

— le champ électrique élevé qui apparaît dans la jonction ne laisse passer, dans les sens indiqués ci-dessus, que les porteurs d'énergie suffisante ;

— des électrons libres, arrivés dans la région *P*, se recombinent avec des trous ; de même disparaît une certaine proportion des trous ayant diffusé dans la région *N*.

En l'absence de tension d'origine extérieure, il s'établit donc un équilibre statistique et la différence de potentiel entre les régions *N* et *P* demeure constante. (Voir aussi § 4.)

La double couche électrique qui se forme à la jonction constitue une couche d'arrêt (naturelle) ou couche de barrage. On dit encore qu'il existe à la jonction une barrière de potentiel qui s'oppose à la diffusion des électrons de la région *N* vers la région *P* et des trous en sens inverse ; seuls, les trous et les électrons d'énergie suffisante parviennent à remonter la barrière de potentiel.

Le champ électrique élevé qui règne dans la jonction en chasse les porteurs ; la jonction est donc une région de *charge d'espace* : du côté *P*, la charge d'espace est constituée par les ions négatifs provenant des atomes accepteurs, du côté *N* par les ions positifs provenant des donneurs.

Si la concentration en impuretés est la même côté *P* et côté *N*, la charge d'espace a une constitution symétrique ; mais, si, par exemple, le semiconducteur *N* est beaucoup moins dopé que le semiconducteur P :

— **la charge d'espace** s'étend beaucoup plus loin du côté *N* que du côté *P*, puisque la densité des ions est plus faible côté *N* ;
— **le courant de diffusion** est formé surtout de trous (cas des transistors PNP), puisque la densité des porteurs majoritaires est plus grande dans la région *P* que dans la région *N*.

La jonction, avec ses deux couches d'ions de charges opposées et voisines, est comparable à un **condensateur ;** le semiconducteur de la jonction, d'où les porteurs sont expulsés par le champ, joue le rôle du diélectrique.

3. — LA JONCTION *PN* EST UNE SOUPAPE DE SENS PASSANT DIRIGÉ DE *P* VERS *N*

a) Expériences avec une diode.

1° Relions les régions *N* et *P* aux deux bornes d'un générateur de courant continu ; nous constatons que :

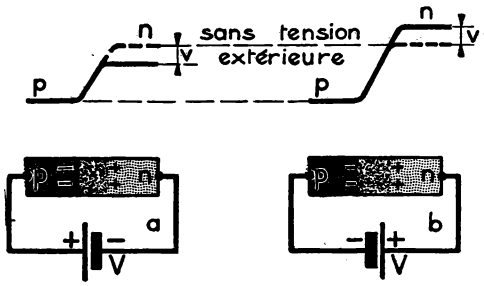


FIG. 12. — **Trait plein : barrière de potentiel d'une jonction *PN* lorsqu'on applique une tension extérieure *V*.**
a) *Diode conductrice :* le générateur **favorise la diffusion** à travers la jonction.
b) *Diode bloquée :* le générateur **contrarie** la diffusion des *porteurs* (électrons et trous).

— le courant passe lorsque la région *N* est reliée au pôle négatif du générateur (fig. 12, *a*) ;
— aucun courant ne traverse le circuit lorsque la région *n* est reliée au pôle positif (fig. 12, *b*).

2° Si nous soumettons la jonction à une tension alternative de quelques volts, un courant la traverse pendant une alternance seulement, celle qui correspond à un courant de la région *P* vers la région *N* à travers la jonction.

b) **Conclusion. — Une jonction constitue une soupape dont le sens passant correspond à la diffusion spontanée des électrons de la région *N* vers la région *P* et des trous en sens inverse. Le sens conventionnel du courant direct est donc dirigé de *P* vers *N* à travers la jonction.**

c) **Interprétation.**

— *La région N est reliée au pôle négatif du générateur*; elle en reçoit des électrons et s'oppose moins à la diffusion de ses électrons vers P; de même la diffusion des trous de la région P vers la région N est facilitée. **La jonction conduit.**

On peut dire encore que la tension extérieure est de sens tel qu'elle diminue la hauteur de la barrière de potentiel, la région N devenant moins positive par rapport à la région P (fig. 12, *a*).

— *La région N est reliée au pôle positif du générateur;* elle devient davantage positive par rapport à la région P de telle sorte que la diffusion à travers la jonction est pratiquement supprimée. La jonction est bloquée.

En d'autres termes, la tension extérieure est de sens tel qu'elle augmente la barrière de potentiel et aucun courant ne peut s'établir (fig. 12, *b*) (en réalité, courant inverse très faible : § 4).

4. — LA JONCTION *PN* ACCÉLÈRE LE PASSAGE DES PORTEURS MINORITAIRES

La jonction exerce sur un électron qui l'aborde une force dirigée de P vers N (fig. 11) ; si cet électron provient :

— du semiconducteur N où il était porteur **majoritaire,** il y est donc renvoyé (sauf si son énergie cinétique est suffisante : § 2) ;

— du semiconducteur P, où il était porteur **minoritaire,** il est propulsé dans le semiconducteur N.

De même, la jonction s'oppose au passage des trous qui tentent de remonter la barrière de potentiel, mais propulse les trous qui la descendent (de N vers P).

Cette propriété fondamentale de la jonction explique :

a) **Les deux courants égaux mais de sens opposés dans une jonction sans tension extérieure.**

Nous savons qu'il existe un courant de **diffusion** I_D dû aux électrons et aux trous d'énergie suffisante pour **remonter** la barrière de potentiel et que ce courant est dirigé dans le sens passant de la jonction (de P vers N).

Le second courant I_s est dû aux trous et aux électrons engendrés par l'agitation thermique et qui **descendent** la barrière de potentiel ; il est donc dirigé de N vers P. I_s *correspond donc aux porteurs minoritaires propulsés par la jonction.*

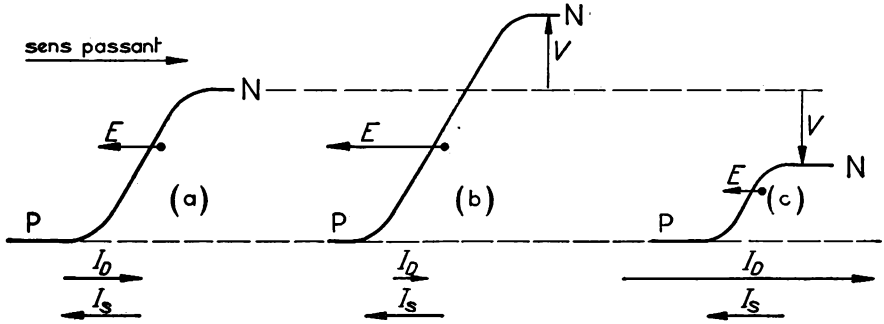


FIG. 13.

A l'équilibre, le courant résultant est nul ; le courant de diffusion est égal au courant de *génération thermique* (fig. 13 *a*) :

$$I_D = I_s.$$

I_s ne dépend que de la génération des paires électron-trou, donc que de la température ; il croît de plus en plus rapidement avec la température (exponentiellement). Dans le cas d'une tension directe appliquée à la jonction, I_D croît et I_s est alors négligeable (§ c).

b) **Le courant inverse d'une diode.**

La tension inverse élève la barrière de potentiel et diminue I_D (fig. 13 *b*). Dès que I_D devient négligeable, sous quelques dixièmes de volt, le courant inverse se réduit à I_s, **indépendant de la tension,** jusqu'au coude qui précède le claquage ; I_s est appelé courant de saturation (fig. 14).

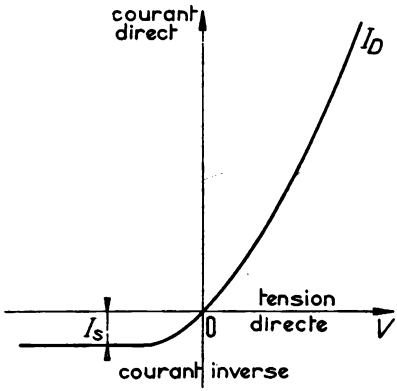


FIG. 14.

Notons que I_s est plus petit pour une diode au silicium que pour une diode au germanium ; à la même température, en effet, la formation d'une paire électron-trou demande plus d'énergie pour le silicium (1,1 eV) que pour le germanium (0,7 eV).

c) **La caractéristique directe d'une diode** (fig. 13 c ; fig. 14).

La théorie montre que si la barrière s'abaisse de V, le nombre de porteurs d'énergie suffisante pour la remonter est multiplié par, $\exp \frac{eV}{kT}$ (*e :* charge élémentaire ; *k :* constante de Boltzmann ; T : température absolue).

Le courant de diffusion I_D est égal à I_s pour $V = 0$ (fig. 13 *a*) ; il devient :

$$I_D = I_s \exp \frac{eV}{kT}.$$

Le courant total est :

$$I_D - I_s = I_s \left(\exp \frac{eV}{kT} - 1\right) \approx I_D.$$

En échelle semi-logarithmique, la caractéristique directe d'une diode est donc rectiligne, ce que confirment les mesures dans un domaine de tension assez étendu. *(Calcul de la résistance différentielle : exercice de revision n° 3, en fin du volume.)*

REMARQUE. — Pour une tension inverse V :

$$I_D = I_s \exp \frac{-eV}{kT},$$

et le courant inverse est :

$$I_{inv} = I_s - I_D = I_s \left(1 - \exp \frac{-eV}{kT}\right) \approx I_s.$$

En effet, $\frac{e}{kT}$ est de l'ordre de 40 à la température ordinaire, et l'exponentielle est très inférieure à 1 dès que V atteint le dixième de volt.

EXEMPLE NUMÉRIQUE. — Calculons $\frac{e}{kT}$ à 290° K (17° C) :

$$e = 1{,}60 \times 10^{-19}\ \text{C} ; k = 1{,}38 \,.\, 10^{-23}\ \text{J/d} ; T = 290^{\circ}\ \text{K}.$$

On trouve :

$$\frac{e}{kT} = \frac{1{,}60 \,.\, 10^{-19}}{1{,}38 \,.\, 10^{-23} \times 290} = 40\ \text{V}^{-1}. \qquad \frac{kT}{e} = \frac{1}{40}\ \text{volt} = 25\ \text{mV}.$$

Pour une petite tension : $V = 0{,}3$ volt, directe puis inverse, on a :

$$\frac{eV}{kT} = 40 \times 0{,}3 = 12.$$

— *courant direct :* $I_D = I_s\,(e^{12} - 1) \approx I_s\, e^{12}$;

— *courant inverse :* $I_{inv} = I_s\left(1 - \frac{1}{e^{12}}\right) \approx I_s$.

Le rapport de ces courants, c'est-à-dire aussi de la résistance inverse et de la résistance directe, est $x = e^{12}$. On sait que $e^3 = 20$, donc $x = 20^4 = 160\,000$.

d) **Les transistors à jonctions.** Si l'on injecte des porteurs minoritaires au voisinage immédiat d'une jonction, ces porteurs la traversent. Ce phénomène correspond au passage d'un courant dans le sens bloqué: *l'injection de porteurs minoritaires provoque le courant inverse d'une jonction* PN.

Les porteurs minoritaires injectés se recombinent rapidement ; leur *longueur de diffusion* (p. 18) doit être suffisante pour qu'ils puissent diffuser jusqu'à la jonction.

e) **L'effet photovoltaïque** (pile solaire au silicium, au tellurure de bismuth...). La lumière crée des paires électron-trou au voisinage immédiat d'une jonction *PN* (ou dans un semiconducteur au voisinage du contact avec un métal) : les porteurs minoritaires sont *propulsés* par le champ de la jonction (ou par la barrière de potentiel de contact), d'où existence d'une force électromotrice (p. 64).

5. — DURÉE DE VIE DES PORTEURS ET TEMPS DE RECOUVREMENT D'UNE JONCTION

Une jonction, parcourue par un courant direct, contient de nombreux porteurs qui la traversent ; au contraire, lorsqu'elle est soumise à la tension inverse, les porteurs y sont très rares en raison du champ élevé qui les chasse.

Dans une jonction parcourue par un courant direct et brusquement soumise à une tension inverse, les porteurs excédentaires ne disparaissent pas instantanément : la jonction met un certain temps pour recouvrer une résistance inverse élevée ; c'est le *temps de recouvrement.* En d'autres termes, pendant le temps de recouvrement, les porteurs excédentaires dans la zone de haute résistivité sont la cause d'un courant inverse plus grand que le courant inverse normal. Le temps de recouvrement dépend évidemment du courant direct que l'on interrompt, de la tension inverse appliquée et de la résistance inverse minimale que l'on exige.

Ces trois valeurs étant fixées, on trouve que le temps de recouvrement est proportionnel à la durée de vie τ.

Si l'on veut monter en fréquence, obtenir des commutations très rapides... on réduit la durée de vie en ajoutant des centres de recombinaison (atomes d'or), ou par trempe thermique.

E. — Effet Hall

1. — TENSION DE HALL

Soit une plaque mince de métal ou de semiconducteur parcourue par un courant I (fig. 15, *a*) :

— les surfaces équipotentielles sont des plans parallèles aux électrodes ;

— le vecteur densité de courant $\vec{J}$ $\left(J = \frac{I}{s}\right)$ et le vecteur champ électrique $\vec{E}$ $\left(E = \frac{U}{l}\right)$ ont la même direction ;

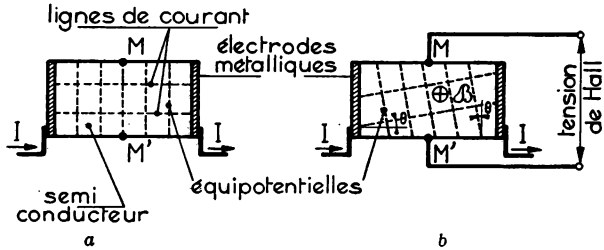


FIG. 15. — **Phénomène de Hall (1879).**
a) Avant le phénomène.
b) Le champ magnétique (d'induction B) a fait tourner de l'angle θ (angle de Hall) les surfaces équipotentielles. La tension de Hall est proportionnelle à tg θ.

— il n'existe aucune tension entre les points M et M′ situés sur les bords de la plaque, à la même distance des électrodes.

Un champ magnétique, d'induction B perpendiculaire à la plaque, fait apparaître une tension $U_H = U_M - U_{M'}$ (fig. 15, *b*).

Ce phénomène est l'effet Hall, U_H la tension de Hall.

L'effet Hall est l'existence d'une tension transversale, dans une plaquette mince parcourue par un courant, lorsqu'on la place dans un champ magnétique perpendiculaire à ses faces.

Interprétation physique pour un semiconducteur type N et pour la plupart des métaux : Cu, Al, Ag, Au, Ni... Le courant I est dû au déplacement d'électrons ; ceux-ci sont déviés vers le haut dans la figure 16 et s'accumulent sur la face de M ; la face de M′ devient positive ; U_H est **négative**.

2. — SEMICONDUCTEUR TYPE P, JUSTIFICATION DE LA CONSIDÉRATION DES TROUS

Avec un semiconducteur type P, on trouve, contrairement au cas précédent, que $U_H = U_M - U_{M'}$ est **positive**. La règle des trois doigts de la main droite montre que tout se passe comme si le courant était dû à un déplacement de charges **positives**. Ainsi :

— l'effet Hall met en évidence les deux mécanismes de conduction et, en particulier, justifie la considération des trous (p. 10) ;

— le sens de la tension de Hall indique le type — P ou N — d'un semiconducteur.

Il est intéressant de noter que quelques métaux (Fe, Zn, Co, Cd...) donnent une tension de Hall de même sens qu'un semiconducteur P et sont donc justiciables de la même explication.

3. — CALCUL DE LA TENSION DE HALL

Dans la figure 16, cas d'un semiconducteur type N :

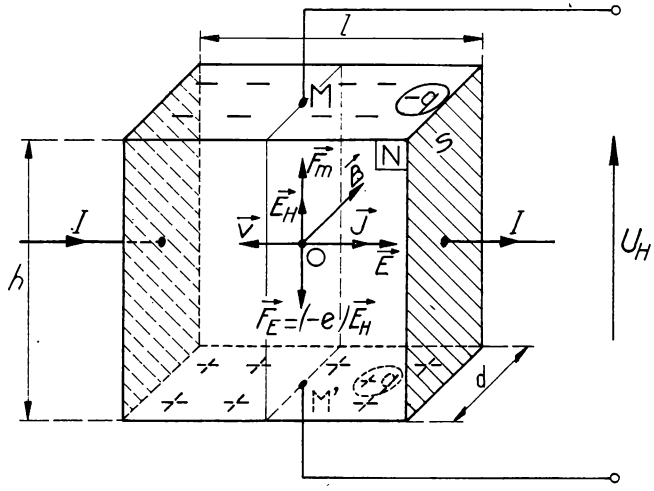


FIG. 16.

$\vec{E}$: champ électrique dû à la tension $U = RI$ appliquée à la plaquette ; $\vec{v}$: vitesse d'un électron ; $\vec{E}_H$: champ électrique dû aux charges $+q$ et $-q$; section $s = hd$.

• $\vec{F}_m = -e(\vec{v} \wedge \vec{B})$, de module $F_m = evB$ est la force magnétique qui s'exerce sur un électron ; F_m dévie les électrons vers le haut et les charges $(-q)$ et $(+q)$ apparaissent sur les faces de M et de M'.

• Ces charges produisent le champ électrique $\vec{E}_H$ et la force $\vec{F}_E = (-e)\vec{E}_H$ sur l'électron ; en régime établi, on a $\vec{F}_E = -\vec{F}_m$ et les lignes de courant redeviennent parallèles aux arêtes : le vecteur densité de courant $\vec{J}$ reprend la direction du champ $\vec{E}$ d'origine extérieure $\left(E = \frac{U}{l}\right)$.

$\vec{F}_E = -\vec{F}_m$ donne, en module : $E_H = vB$.

Mais $I = sne v$ (p. 12), donc

$$E_H = \frac{I}{sne} B = \frac{1}{ne} \frac{IB}{hd}.$$

$$\boxed{U_H = E_H h = \frac{1}{ne} \frac{IB}{d}.}$$

On pose $R_H = \frac{1}{ne}$; R_H est la constante de Hall :

$$\boxed{U_H = \frac{R_H}{d} IB.} \qquad (4)$$

R_H est indépendante de I et B, mais dépend de la température par n ; l'arséniure d'indium, entre 20 et 100° C, semble présenter la variation la plus faible.

Il est nécessaire parfois de corriger la valeur théorique en écrivant $R_H = \frac{a}{ne}$ où la constante a est caractéristique de la **nature** du semiconducteur ; a est souvent voisin de 1, en particulier pour le germanium.

4. — APPLICATIONS DE L'EFFET DE HALL

a) Mesure de la densité *n* et de la mobilité μ des porteurs.

La mesure de d, I, B, U_H, donne R_H, donc n ; en effectuant cette mesure à différentes températures, on peut déterminer l'énergie d'activation E.

En outre $\sigma = ne\mu$ (p. 12), de sorte que la mesure de la résistivité $\rho = \frac{1}{\sigma}$ fournit μ.

En particulier, l'effet Hall constitue un procédé de contrôle au cours de la fabrication des semiconducteurs.

EXEMPLE (1). — *Une plaquette de* ***germanium*** **N** *de 2 mm d'épaisseur, parcourue par un courant de 50 mA a fourni une tension de Hall* $U_H = 54$ *mV dans un champ magnétique d'induction* $B = 2000$ *gauss* (fig. 15). *On mesure sa résistivité : on trouve 4* Ω *cm. Quelle est la mobilité des porteurs ? Quelle est leur densité ?*

On rappelle que 1 tesla = 10^4 gauss.

D'après les relations (4) et (5) :

$$\mu = \frac{R_H}{\rho} = \frac{U_H d}{\rho I B}.$$

$U_H = 54 \cdot 10^{-3}$ V ; $d = 2 \cdot 10^{-3}$ m ; $\rho = 0{,}04\ \Omega$m ; $I = 0{,}05$ A ; $B = 0{,}2$ T :

$$\mu = \frac{5{,}4 \cdot 10^{-2} \times 2 \cdot 10^{-3}}{0{,}04 \times 5 \cdot 10^{-2} \times 0{,}2} = \frac{10{,}8 \cdot 10^{-5}}{4 \cdot 10^{-4}} = 0{,}27\ \text{m}^2/\text{Vs} = 2\,700\ \text{cm}^2/\text{Vs}.$$

D'après la relation (5) :

$$n = \frac{1}{e\rho\mu} = \frac{1}{1{,}60 \cdot 10^{-19} \times 0{,}04 \times 0{,}27} = 5{,}8 \cdot 10^{20}\ el/\text{m}^3 = 5{,}8 \cdot 10^{14}\ el/\text{cm}^3.$$

b) Sonde à effet Hall.

C'est une plaquette mince de semiconducteur placée dans un support de dimensions très réduites. Nous relevons par exemple dans la notice d'un constructeur :

(1) Données numériques communiquées par les Laboratoires de Recherches de la C. S. F.

$2{,}5 \times 1{,}5 \times 0{,}1$ mm pour la plaquette de germanium, de résistivité 0,2 Ωcm ; $16 \times 4 \times 0{,}3$ mm pour le support.

La sonde comporte quatre sorties : deux pour le circuit de commande (I), de résistance 30 Ω ; deux pour le circuit de sortie ou circuit de Hall (U_H), de résistance 20 Ω.

I nominal = 20 mA ; $I_{max} = 60$ mA.

B nominal = 5 kG (0,5 T) ; valeur minimale du champ détectable : 20 gauss. ($20 \cdot 10^{-4}$ tesla).
Les deux réseaux $U_H(I)$ pour B constant et $U_H(B)$ pour I constant sont linéaires à 1 % près.

Sensibilité : $\frac{U_H}{IB} = 0{,}2 \pm 0{,}05$ V/AkG.

On utilise ces sondes comme appareils de mesure :

Induction magnétique. Pour I donné, le voltmètre de sortie peut être gradué en valeurs de B. Il est possible d'introduire la sonde dans un entrefer de machine, de relever la topographie d'un champ.

Ampèremètre à effet Hall. Pour B donné, le voltmètre de sortie indique I ; on mesure ainsi de fortes intensités, sans coupure de circuit, en mesurant B au voisinage d'un conducteur.

Wattmètre à effet Hall. Soit $P = U_1 I_1$ la puissance à mesurer. L'induction B est proportionnelle à I_1 ; le circuit de commande est alimenté par U_1 à travers une grande résistance R : $I = \frac{U_1}{R}$: la sonde fait le produit $U_1 I_1$.

Ces wattmètres mesurent la puissance en alternatif puisque U_H reste de même signe lorsque I et B s'inversent ; en outre, le signe de U_H indique si la puissance mesurée est produite ou consommée ; ils fonctionnent jusqu'à des fréquences de l'ordre de 50 kHz avec une précision meilleure que 1 %.

Autres domaines d'applications : multiplicateurs et diviseurs pour calculateurs analogiques ; petites machines tournantes à effet Hall (selsyns...)...

5. — QUELQUES RÉSULTATS

a) **On trouve par exemple pour du germanium très pur** (résistivité : 20 à 30 Ω cm), la densité (à la température ordinaire) :

$$n_i = p_i = 10^{13} \text{ à } 10^{14} \text{ électrons et trous par centimètre cube}$$

(1 électron libre pour 100 millions à 1 milliard d'atomes de germanium).

La densité des électrons libres est très supérieure à ce nombre dans un métal ($n \approx 10^{23}$) (1) et très inférieure dans un isolant ($n \approx 10^{8}$). Pour les semiconducteurs usuels, types N (ou P), n (ou p) $\sim 10^{16}$.

---

(1) Pour le cuivre : Cu = 63,5 ; $d = 8{,}9$. Le volume atomique, qui renferme $N = 6{,}02 \times 10^{23}$ atomes est $\frac{63{,}5}{8{,}9} \simeq 7{,}1$ cm³.

1 cm³ contient $\frac{6 \times 10^{23}}{7{,}1} \approx 10^{23}$ atomes et il existe un électron libre par atome, en moyenne. 1 cm³ de gaz (0°, 760 mm) ne contient que $6.10^{23}/22\,400 = 2{,}7 \times 10^{19}$ molécules.

Remarque :

Germanium intrinsèque à 300° K :

On a : $n_i = p_i \approx 2{,}3 \cdot 10^{13}$ par centimètre cube $= 2{,}3 \cdot 10^{19}$ par mètre cube.

On calcule alors (relation 3, p. 12) :

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = n_i e \mu_n + p_i e \mu_p = n_i e (\mu_n + \mu_p)$$

$$= 2{,}3 \cdot 10^{19} \times 1{,}60 \cdot 10^{-19} (0{,}39 + 0{,}19) = 2{,}13$$

$$\rho = \frac{1}{2{,}13} = 0{,}47\ \Omega\,\text{m} = 47\ \Omega\,\text{cm}, \text{ de l'ordre de } \boxed{50\ \Omega\,\text{cm.}}$$

Silicium intrinsèque à 300° K :

$n_i = p_i = 1{,}5 \cdot 10^{10}$ par centimètre cube $= 1{,}5 \cdot 10^{16}$ par mètre cube.

$$\frac{1}{\rho} = 1{,}5 \cdot 10^{16} \times 1{,}60 \cdot 10^{-19} (0{,}12 + 0{,}05) = 0{,}408 \cdot 10^{-3}$$

$$\rho \approx 2{,}5 \cdot 10^{3}\ \Omega\,\text{m} = \boxed{250\,000\ \Omega\,\text{cm},}$$

résistivité considérablement plus élevée que celle du germanium intrinsèque.

b) **Les mesures de R_H et de σ vérifient encore un important résultat :**

un semiconducteur extrinsèque est presque complètement dépourvu de porteurs minoritaires.

Par exemple, dans un germanium N, la densité des trous est très inférieure à celle des électrons libres.

C'est pourquoi une injection de porteurs majoritaires ne modifie pas sensiblement un semiconducteur, *tandis qu'une injection de porteurs minoritaires le perturbe profondément autour du point d'injection.*

Notons qu'il existe bien d'autres méthodes d'étude des semiconducteurs : effet photomagnétoélectrique (ch. II), résonance cyclotron, activation des impuretés par irradiation avec des rayons γ, magnétorésistance...

6. — L'EFFET HALL S'ACCOMPAGNE D'UN ACCROISSEMENT DE LA RÉSISTANCE DU SEMICONDUCTEUR : MAGNÉTORÉSISTANCE

a) **La déviation des porteurs par le champ magnétique B diminue leur mobilité dans la direction du champ électrique dû à la tension extérieure appliquée au semiconducteur.**

Il en résulte un accroissement de la résistivité proportionnel :

— à B^2 pour les champs faibles ;

— à B pour les champs intenses.

Le terme *magnétorésistance* désigne à la fois le phénomène (variation de la résistance en fonction du champ magnétique) et l'élément de semiconducteur employé.

b) **Applications :**

— *Mesure des champs magnétiques :* en raison des faibles dimensions des magnétorésistances la mesure correspond à un point ; elles permettent de relever la topographie du champ d'un électroaimant, d'une machine...

— *Obtention d'une résistance variable sans déplacement d'un contact :* par variation du courant dans la bobine qui produit le champ (régulation de tension, amplification de puissance, circuits divers de contrôle industriel) ; par déplacement de la magnétorésistance dans un champ constant (traducteurs transformant un phénomène mécanique ou physique en variation de résistance, puis de courant ; circuits de contrôle...).

c) **Exemple de magnétorésistance.**

Type *MS* 41 : $R = 1$ ohm $\pm$ 20 % ; dissipation : 0,25 W à l'air libre, davantage avec un radiateur. Dimensions : 16 × 13 × 0,5 mm ; dimensions de l'élément actif : 6 × 3 × 0,075 mm.

Intervalle de température : 0° C à 100° C.

R varie de 1 Ω à 12 Ω lorsque le champ passe de 0 à 10 000 gauss (1 tesla).

d) **Magnétorésistance longitudinale.**

Le cas ci-dessus constitue la magnétorésistance *transversale* ($B \perp E$ et I) ; pour certains semiconducteurs (Ge, Si), la résistance varie aussi sous l'action d'un champ magnétique parallèle à E et I ; c'est la magnétorésistance *longitudinale.*

Les variations de la magnétorésistance en fonction de l'orientation du champ magnétique par rapport au *courant* et aussi par rapport aux *axes cristallographiques* renseignent sur les niveaux d'énergie des porteurs.

F. — Nouveaux matériaux semiconducteurs

Un grand nombre de semiconducteurs ont été obtenus par combinaison d'un élément du groupe III et d'un élément du groupe V de la classification périodique. La chimie organique elle-même apporte sa contribution avec des composés semiconducteurs à masse molaire très élevée (macromolécules). Nous nous bornerons à quelques indications sur les semiconducteurs III-V.

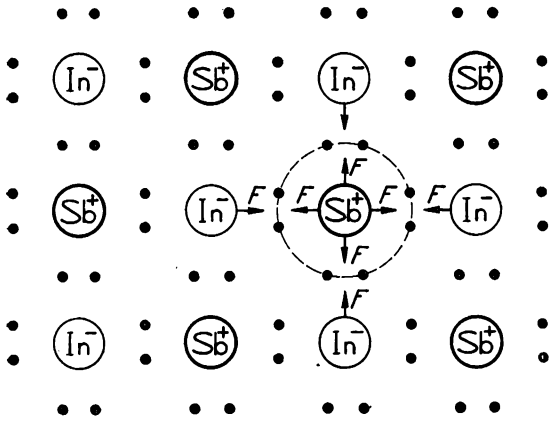


Fig. 17.

I. — LIAISON PARTIELLEMENT COVALENTE ET PARTIELLEMENT IONIQUE

Dans le cas du germanium et du silicium, nous avons assisté à une mise en commun d'électrons sans perte ni gain pour les atomes : la liaison est purement covalente.

Il n'en est pas de même dans les composés III-V, par exemple l'antimoniure d'indium In Sb (fig. 17).

Chaque atome est encore lié à quatre atomes comme dans le germanium, ce qui nécessite le prêt d'un électron à l'indium (groupe III) par l'antimoine (groupe V).

Les ions In^- et Sb^+ ont quatre électrons périphériques et les mettent en commun comme le font les atomes du groupe IV.

A la liaison covalente s'ajoute une liaison polaire due à l'attraction d'ions de signes opposés.

Notons que, pour les composés III-V, le caractère covalent de la liaison est le plus fort; au contraire, le caractère ionique l'emporte dans les composés II-VI (sulfure de plomb PbS ou $Pb^{++}S^{--}$; PbSe...).

2. — PRÉPARATION DES SEMICONDUCTEURS III-V

On mélange les composants en proportion convenable et on purifie par fusion de zone.

Pour plusieurs, la méthode de tirage à partir d'un cristal germe a permis d'obtenir des monocristaux.

3. — PROPRIÉTÉS

Les composés III-V prennent le type *N* lorsqu'on leur ajoute comme impureté un élément du groupe VI et prennent le type *P* avec un élément du groupe II.

En l'absence d'impureté, un excès de l'élément du groupe V donne le type *N*, un excès de l'élément du groupe III donne le type *P*.

La mobilité des électrons, toujours supérieure à celle des trous, est pour certains d'entre eux beaucoup plus grande que pour Ge et Si (InSb : $\mu_n = 77\,000$ cm²/Vs; $\mu_p = 1\,250$; In As : $\mu_n = 30\,000$; $\mu_p = 200$).

L'énergie *E* nécessaire pour obtenir une paire électron-trou (énergie d'activation intrinsèque) varie dans d'assez larges limites (InSb : 0,17 eV; AlP : 3 eV), d'où possibilité d'applications intéressantes.

Des résultats déjà obtenus se dégagent un certain nombre de règles générales concernant l'énergie d'activation intrinsèque *E*. L'énergie *E* augmente :

— *avec le caractère ionique de la liaison; E* est plus grand pour les semiconducteurs formés de deux éléments de groupes différents de la classification que pour une combinaison d'éléments du même groupe ;

— *lorsque la distance interatomique décroît :*

— *lorsque la masse moléculaire décroît.*

C'est ainsi que *E* croît dans l'ordre :

GaSb ($E = 0{,}8$) ; GaAs ($E \approx 1{,}5$) ; GaP ($E \approx 2{,}3$ eV) ; rappelons que Sb = 122, As = 75, P = 31.

L'arséniure de gallium GaAs paraît pour certaines applications plus intéressant que Si ; il fond à 1 240 °C ; $E \approx 1{,}5$ eV ; la mobilité des électrons est environ deux fois celle du germanium, quatre fois celle du silicium. La température d'une jonction *PN* peut atteindre 350 °C dans le gallium-arsenic (90° C pour le germanium, 175 °C pour le silicium).

REMARQUE. — Le carbure de silicium CSi ($E > 3$ eV) est une combinaison d'éléments du IV^e^ groupe; il est actuellement très étudié en vue d'applications aux températures élevées.

NOTE COMPLÉMENTAIRE

THÉORIE DES BANDES D'ÉNERGIE

1. — INTERACTION ENTRE ATOMES

Nous avons vu (*Physique Électronique* : ch. VIII) que dans un atome isolé, c'est-à-dire très éloigné des autres atomes comme c'est le cas dans les gaz, les électrons occupent des niveaux d'énergie bien déterminés ; la différence d'énergie entre deux niveaux correspond à la fréquence bien déterminée d'une radiation dans un spectre de raies ($W_1 - W_2 = hf$).

Il n'en est plus de même lorsque les atomes sont très voisins comme ceux d'un solide. Dans le cas de deux atomes identiques voisins, chaque niveau se dédouble ; le cas est comparable à celui de deux circuits *LC* accordés sur la même fréquence et dont la courbe de réponse présente deux maximums voisins lorsqu'ils sont couplés ; 3 circuits identiques donneraient 3 maximums ; *n* circuits identiques en donnent *n* et la courbe de réponse (caractéristique de fréquence) présente une bande passante plus large.

2. — BANDE D'ÉNERGIE

De façon analogue, pour les *n* atomes d'un cristal, chaque niveau d'énergie d'un électron dans l'atome isolé donne par interaction entre les *n* atomes, *n* niveaux distincts mais très voisins constituant une bande d'énergie.

On appelle BANDE D'ÉNERGIE *(de Bloch) l'ensemble des niveaux énergétiques discrets, mais très serrés, en nombre égal au nombre d'atomes, qui se substituent à chacun des niveaux d'énergie de l'atome isolé lors de la condensation à l'état solide d'un ensemble d'atomes... (Vocabulaire, groupe 07).*

Pour les questions de conduction électrique, seules les bandes correspondant à la couche externe d'électrons interviennent ; ces électrons assurent les liaisons entre atomes voisins (valences) et, lorsqu'ils deviennent libres, c'est-à-dire lorsque des atomes s'ionisent, leur déplacement d'ensemble sous l'action d'un champ électrique constitue le courant électrique.

Nous ne considérerons désormais que les électrons de valence.

3. — BANDE DE VALENCE ; BANDE DE CONDUCTION ; BANDE INTERDITE

Au zéro absolu :

— un atome de germanium isolé est dans son *état fondamental*, c'est-à-dire que chaque électron y possède l'énergie minimale (on dit : *occupe* le niveau d'énergie le plus bas) ;

— dans un cristal de germanium, conformément à ce qui a été mentionné ci-dessus, le niveau fondamental est remplacé par une bande d'énergie dite *bande de valence* parce que tous les électrons externes sont engagés dans des liaisons entre atomes. D'une part, aucun atome n'est ionisé : il n'existe aucun électron libre ; d'autre part, tous les niveaux existant dans la bande de valence sont effectivement occupés de sorte qu'aucun électron ne peut se déplacer d'une liaison à une autre. Au zéro absolu, le germanium est donc un isolant parfait.

Dans le *diagramme énergétique* (fig. 18), chaque niveau d'énergie est représenté par une droite horizontale. On voit que la *bande de valence* est séparée de la *bande de conduction*, vide au zéro absolu et formée par les niveaux énergétiques que pourront occuper des électrons libres à d'autres températures. Mais les électrons ne pourront occuper aucun niveau énergétique entre l'énergie W_H la plus haute de la bande de valence et l'énergie la plus basse W_B de la bande de conduction : les énergies comprises entre W_H et W_B constituent la *bande interdite*.

La différence $E = W_H - W_B = 0,7$ électron-volt est la largeur de la bande interdite du germanium ou énergie d'activation intrinsèque.

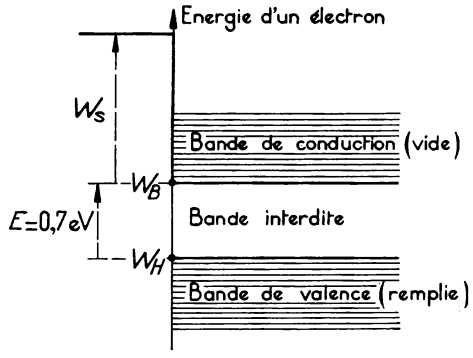


FIG. 18. — **Semiconducteur au zéro absolu.**

Sous l'action d'une excitation : choc dû à l'agitation thermique, photon, bombardement par des particules (rayons α, rayons β)..., un électron de la bande de valence peut recevoir une énergie au moins égale à E et passer dans la bande de conduction : **la conductibilité apparaît** (fig. 19). On comprend la signification physique de la bande interdite : il n'existe pas, pour le germanium, de passage progressif (sans discontinuité) entre l'état « électron de liaison » (ou électron lié) et l'état « électron de conduction » (ou électron libre).

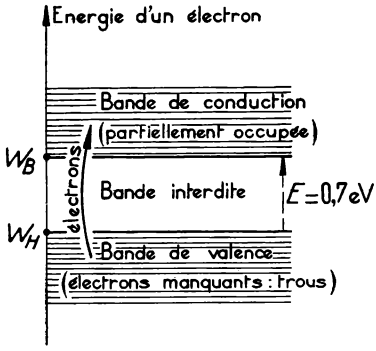


FIG. 19.

Pour les effets photoélectroniques, E représente l'énergie minimale des photons que le cristal peut absorber. Par exemple $E = 2,4$ eV pour le sulfure de cadmium ; la longueur d'onde maximale capable d'exciter CdS sera donc (*Physique électronique*, ch. VIII) :

$$\lambda = \frac{12\,400}{2,4} \approx 5\,200 \text{ Å} \approx 0,52\ \mu.$$

Pour l'agitation thermique, la probabilité de rupture d'une liaison est proportionnelle à $\exp\left(\frac{-E}{kT}\right)$, de sorte que la conductivité intrinsèque croît rapidement avec T, mais décroît rapidement lorsque E augmente.

Une fois passé dans la bande de conduction, l'électron pourra sortir du germanium si on lui fournit le travail de sortie W_s (chap. IV, *Physique Électronique*).

4. — DISTINCTION ENTRE SEMICONDUCTEURS, ISOLANTS, CONDUCTEURS

Les semiconducteurs sont les corps dont la bande interdite est assez étroite ($\sim$ 1 eV), pour que, sous l'action de l'agitation thermique, des électrons puissent passer de la bande de valence dans la bande de conduction. La conductivité croît donc avec la température.

Les isolants sont les corps dont la bande interdite est large (plusieurs électron-volts, fig. 20) ; pour faire passer des électrons de la bande de valence dans la bande de conduction, il faudrait une énergie tellement grande que le corps serait détruit.

Les conducteurs (métaux) sont les corps qui n'ont pas de bande interdite (fig. 21) ;

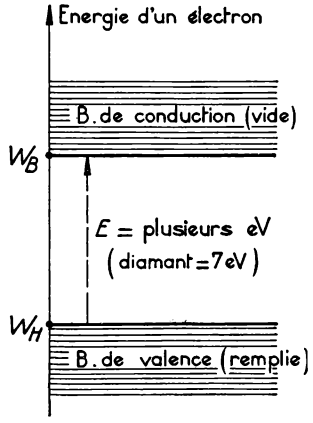


FIG. 20. — **Diagramme énergétique d'un isolant.**

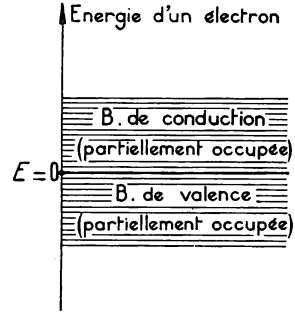


FIG. 21. — **Diagramme énergétique d'un conducteur.**

la bande de valence et la bande de conduction sont jointives. Il y existe donc, à toute température, des électrons libres.

5. — NOTION DE TROU

Un électron qui passe dans la bande de conduction laisse un niveau inoccupé dans la bande de valence ; ce niveau correspond à un *trou* (revoir ch. I), c'est-à-dire à la possibilité pour des électrons de se déplacer de proche en proche alors que leur énergie est plus faible que celle d'un électron de conduction. On voit donc que les bandes *saturées* ne peuvent participer à la conduction (cas des isolants).

D'après une image due à Schokley, si des voitures sont serrées les unes contre les autres dans un garage, il est impossible de les déplacer. Mais, si l'on parvient à hisser l'une d'elles (n° 2, fig. 22) au premier étage, on

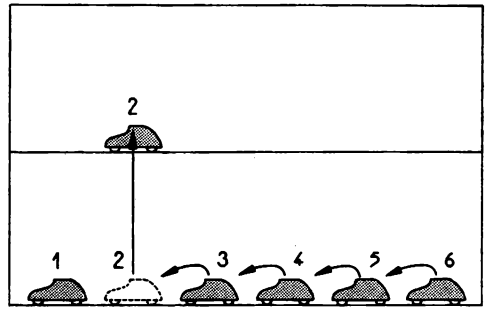


FIG. 22.

pourra déplacer les autres de proche en proche : 3 prenant la place vacante de 2, 4 celle de 3...

On aura dépensé de l'énergie pour faire monter la voiture 2, mais les voitures 3, 4... peuvent ensuite se déplacer *sans changer de niveau* parce qu'un trou existe dans la file.

6. — NIVEAUX DONNEURS, NIVEAUX ACCEPTEURS

Les impuretés introduisent des niveaux d'énergie intermédiaires dans la bande interdite (fig. 23) :

— *Les donneurs introduisent des niveaux très voisins de la bande de conduction*, de sorte que, sous l'action d'une très faible *énergie d'activation* ($\approx$ 0,01 eV), ils fournissent un électron à la bande de conduction.

— *Les accepteurs introduisent des niveaux très voisins de la bande de valence*, de sorte que, sous l'action d'une très faible énergie ($\approx$ 0,01 eV), ils reçoivent un électron de la bande de valence, y créant ainsi un trou.

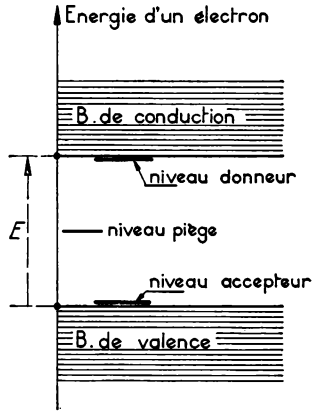


FIG. 23.

Une impureté donne en réalité plusieurs niveaux donneurs ou accepteurs correspondant à l'état normal et aux divers états d'excitation des atomes de cette impureté.

Lorsque des porteurs (électrons ou trous) sont captés par certaines impuretés de telle sorte que la probabilité de leur recombinaison soit très petite, ces impuretés sont appelées pièges.

Par exemple, dans le sulfure de cadmium (type N), sous l'action de photons, des trous quittent la bande de valence pour se fixer sur des pièges ; pour se recombiner, ils doivent retourner dans cette bande et le retour n'est pas immédiat. Le sulfure de cadmium reste donc conducteur, après suppression de l'illumination, tant que des trous restent piégés, ce qui limite la fréquence maximale en lumière modulée.

Notons que l'existence de pièges peut introduire des erreurs dans les mesures de durée de vie ; il est alors nécessaire de les saturer.

Ainsi la théorie des bandes a rendu d'immenses services pour le développement des semiconducteurs actuellement utilisés (Ge, Si, CdS...). Mais le développement récent des recherches a montré que les conductivités, les mobilités... des semiconducteurs sont extrêmement variées ; certains pensent que la théorie des bandes risque de ne pas pouvoir s'appliquer à l'ensemble des semiconducteurs et préfèrent déjà à la définition **théorique** *par la largeur de la bande interdite, la définition* **expérimentale** *: valeurs de* $\rho = \frac{1}{\sigma}$, *accroissement de* σ *avec la température...*

NOTE COMPLÉMENTAIRE II

Propriétés et rôle de la surface d'un semiconducteur.

Bien qu'on utilise généralement les propriétés internes d'un cristal semiconducteur, il est indispensable de tenir compte de sa surface.

1. — PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES ORDINAIRES

L'utilisation des propriétés internes du S. C., dont la résistivité est au moins de quelques ohms, rend indispensable l'obtention d'une surface peu conductrice. Or le S. C. a tendance à absorber des impuretés provenant des métaux des électrodes, des produits chimiques servant aux traitements, des gaz ambiants (vapeur d'eau...). La surface extérieure du *S. C.* est équivalente à une résistance R en parallèle avec l'élément (jonctions d'une diode, d'un transistor...) ; il est nécessaire que R soit la plus grande possible pour obtenir des performances élevées. Pour fixer les idées, le claquage d'une diode par contournement de la jonction dépend de l'état de surface et limite la tension inverse ; on l'évite par le nettoyage chimique de la surface, son polissage, la forme des bords de la jonction, l'enrobage dans un plastique, l'encapsulation sous atmosphère contrôlée. Les courants de surface sont inévitables, mais on les minimise ; le problème est souvent ardu, compte tenu de courants inverses de l'ordre de 10^{-7} Å dans certaines jonctions (Si).

2. — LES NIVEAUX D'ÉNERGIE POSSIBLES POUR UN ÉLECTRON SONT BEAUCOUP PLUS NOMBREUX A LA SURFACE QU'A L'INTÉRIEUR

Ces niveaux supplémentaires ont deux origines : impuretés absorbées ; liaisons rompues, les atomes superficiels n'étant pas entourés de tous côtés comme le sont les atomes de l'intérieur du cristal.

Ces niveaux peuvent faciliter la libération des électrons liés en leur permettant des états intermédiaires.

3. — LES PROPRIÉTÉS ÉLECTRONIQUES DE LA SURFACE SONT TRÈS DIFFÉRENTES DES PROPRIÉTÉS INTERNES DU SEMICONDUCTEUR

— La fixation de porteurs par les niveaux supplémentaires de la surface peut charger celle-ci, au détriment de la région sous-jacente, dont les propriétés seront modifiées (Voir ch. V : effet de champ).

— La surface provoque la recombinaison des porteurs. En effet, les porteurs occupant des niveaux d'énergie intermédiaires entre celle de l'état « lié », et l'énergie « de conduction » reprennent plus facilement l'état d'électron « lié » (covalence entre deux atomes).

Il est indispensable de considérer pour les porteurs la **durée de vie en surface** — différente de la **durée de vie en volume** — et qui intervient dans les mesures de durée de vie.

— Une surface est dite « propre » ou atomiquement propre lorsqu'elle est formée d'atomes du semiconducteur, sans impuretés ; certaines valences de ces atomes ne sont pas saturées. Les mesures montrent que les surfaces propres sont toujours du type P et à forte conductivité, de sorte qu'elles ne sont pas souhaitables (§ 1).

Il semble préférable et plus facile de réaliser en surface un film d'oxyde qui, sous certaines conditions d'obtention, possède une résistivité très élevée de l'ordre de celle des isolants. S'il s'avérait que ce film procure une surface stable et insensible aux impuretés, on pourrait abandonner le capot étanche pour une protection uniquement mécanique par un plastique.

Les phénomènes de surface ont pris une grande importance, car ils conditionnent la *fiabilité*, c'est-à-dire la probabilité de fonctionnement sans défaillance d'un élément semiconducteur. Déjà, la *passivation* (protection contre les dégradations chimiques) de certains transistors au silicium est obtenue à l'aide d'une mince couche d'oxyde de silicium ; mais ces transistors sont en outre placés dans un boîtier étanche.

NOTE COMPLÉMENTAIRE III

Expression du courant : $I = snev$.

Les considérations du § *C* 4 ne sont pas spéciales à la théorie des semiconducteurs ; elles s'emploient pour les milieux conducteurs à 3 dimensions. Par exemple, dans l'étude des électrolytes, μ_n et μ_p correspondent aux mobilités des ions négatifs et des ions positifs.

Lorsque le champ est uniforme, tous les porteurs de même type se déplacent à la même vitesse v en tous les points. Les porteurs se trouvant à l'époque $t = o$ dans la section s_0, passent à l'époque $t = 1$ seconde dans la section s_1 (fig. 24) ; la sec-

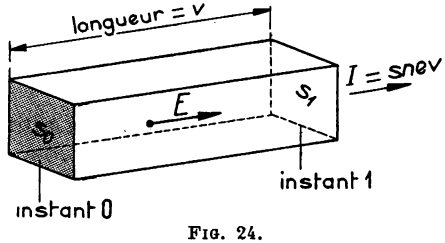


FIG. 24.

tion s_1 a été traversée pendant cette seconde par tous les porteurs contenus dans le volume sv, soit snv porteurs (n : densité des porteurs = nombre de porteurs par unité de volume).

Si la charge d'un porteur est e, il passe en 1 seconde à travers chaque section la charge $snev$; c'est, par définition, l'intensité du courant :

$$I = snev.$$

La densité de courant est : $$J = \frac{I}{s} = nev.$$

REMARQUE. — Si l'on connaît la relation fondamentale d'Ohm :

$$J = \sigma E$$

On a immédiatement : $$nev = \sigma E$$

$$\sigma = ne\frac{v}{E} = ne\mu.$$

EXERCICES DU CHAPITRE I

1. On prélève dans un monocristal de germanium un parallélépipède d'arêtes 12 mm, 7 mm et 2 mm : et on dépose une couche métallique mince sur les deux faces opposées de dimensions 7 mm × 2 mm.

La résistance de l'échantillon entre les deux faces métallisées est 16,2 ohms à 15° C.

1° Quelle est la résistivité de ce germanium ?

2° Avec quelle précision cette résistivité est-elle connue, en admettant une erreur relative de 1 % sur la valeur de la résistance, et sur la mesure de chacune des dimensions de l'échantillon ?

2. Un échantillon de semiconducteur a la forme d'un disque de 9,2 mm de diamètre et 1,65 mm d'épaisseur. La résistance entre deux électrodes métalliques très minces déposées sur les deux faces du disque est mesurée au pont de Wheatstone. On trouve : 1 150 Ω à 17,6° C.

Quelle est la résistivité de la substance à cette température ?

3. La résistivité d'un semiconducteur à la température absolue T est donnée par l'expression : $\rho = c\, e^{\frac{B}{T}}$, c et B étant deux constantes caractéristiques du semiconducteur étudié.

1° Montrer que $\rho = \rho_0\, e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}$, ρ_0 étant la résistivité à la température T_0.

2° Calculer le coefficient de température de la résistivité $\alpha = \frac{1}{\rho}\frac{d\rho}{dT}$ à la température T en fonction de B et T.

3° Un semiconducteur pour thermistance a donné les résultats suivants à 25° C : $\rho = 3{,}6 \cdot 10^3\ \Omega\,\text{cm}$; $\alpha = -4{,}5\ \%$.

Trouver la valeur de B ; en déduire la résistivité à 20° C.

Réponses : 2° $\alpha = -\frac{B}{T^2}$. 3° $B = 4\,000$; $\rho = 4{,}5 \cdot 10^3$ Ωcm ou 45 Ωm.

4. La résistivité d'un semiconducteur devient 20 fois plus petite quand la température passe de 25° C à 100° C. Déterminer :

1° L'exposant B de la formule $\rho = c\, e^{\frac{B}{T}}$ qui représente la variation de la résistivité en fonction de la température absolue T.

2° La valeur numérique à 25° C du coefficient de température $\alpha = \frac{1}{\rho}\frac{d\rho}{dT}$ de la résistivité.

Réponses : 1° $B \approx 4{,}4 \cdot 10^3$; 2° $\alpha = 0{,}05$ ou 5 % par degré.

5. Dans un semiconducteur intrinsèque, la densité des électrons libres est égale à celle des trous et vaut à la température ordinaire $5 \cdot 10^{13}$ électrons par centimètre cube. Sachant que les mobilités sont $\mu_n = 2\,700$ et $\mu_p = 1\,700$ cm²/Vs, calculer la résistivité du semiconducteur.

6. On étudie le phénomène de Hall sur un semiconducteur N (fig. 15). On désigne par μ_n la mobilité des électrons.

1° Expression vectorielle du champ de Hall $\vec{E}_H$ en fonction de $\vec{v}$ et $\vec{B}$.

2° Construire le vecteur champ électrique résultant $\vec{E}_r$ et le vecteur densité de courant $\vec{J}$. Exprimer l'angle θ de $\vec{E}_r$ et $\vec{J}$ en fonction de $\vec{E}_H$ et $\vec{E}$.

3° Exprimer tg θ en fonction de l'induction magnétique et de la mobilité.

Application : tg θ = 0,10 ; $\mu_n = 1000$ cm²/Vs. Trouver B.

Réponses : 3° tg θ = $B\,\mu_n$; $B = 10\,000$ gauss = 1 T.

7. On trace, en coordonnées logarithmiques, la caractéristique tension-courant d'une thermistance ;

1° Montrer que : Toute parallèle à la première bissectrice des axes représente une résistance constante.
Toute parallèle à la seconde bissectrice représente une puissance constante.
La caractéristique tension-courant, pour les faibles valeurs du courant, est parallèle à la première bissectrice.

2° A quelles résistances ou puissances correspondent les droites Δ, Δ′, Δ″ — A, B, C, D de la figure 25 dans le cas où les axes sont gradués : en volts et en ampères ? en volts et en microampères ?

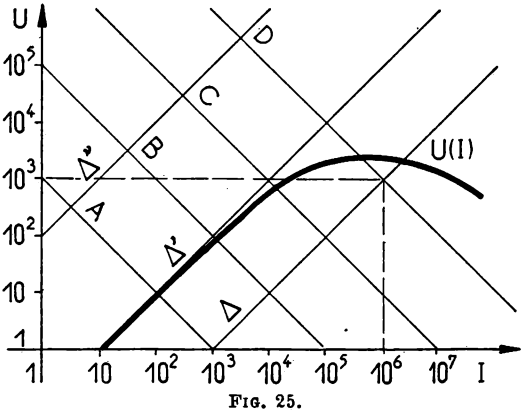


FIG. 25.

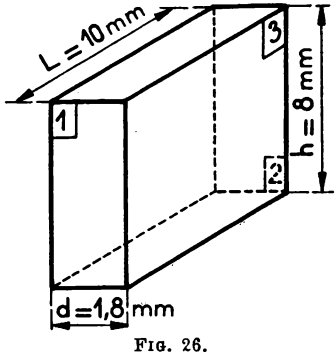


FIG. 26.

8. Pour étudier un monocristal de germanium, on y taille un parallélépipède et on recouvre les faces opposées 1 et 2 d'un dépôt métallique (fig. 26).

1° La résistance de l'échantillon entre les faces métallisées est 55,5 ohms. Quelle est la résistivité de ce germanium ?

2° Dans un champ magnétique uniforme normal à la face 3 et d'induction B = 1 800 gauss, le spécimen a fourni une tension de Hall U_H = 80 millivolts pour un courant I = 37 mA. Calculer :

— la mobilité μ des porteurs majoritaires ;

— la densité de ces porteurs.

3° De quel angle θ tournent les lignes de champ en régime établi ?

4° Exprimer le champ de tension de Hall $E_H = \frac{U_H}{h}$ en fonction de B, n, e et de la densité J du courant.

Vérifier le second résultat numérique de la question 2 en calculant n par la formule ainsi établie.

Réponses : $\rho = 8\ \Omega$ cm ; $\mu = 2\,700$ cm²/Vs ; $n = 2{,}9 \cdot 10^{14}$ el/cm³ ; $\theta = 0{,}048\,6$ rad $= 2°47'$; $E_H = \frac{JB}{ne}$.

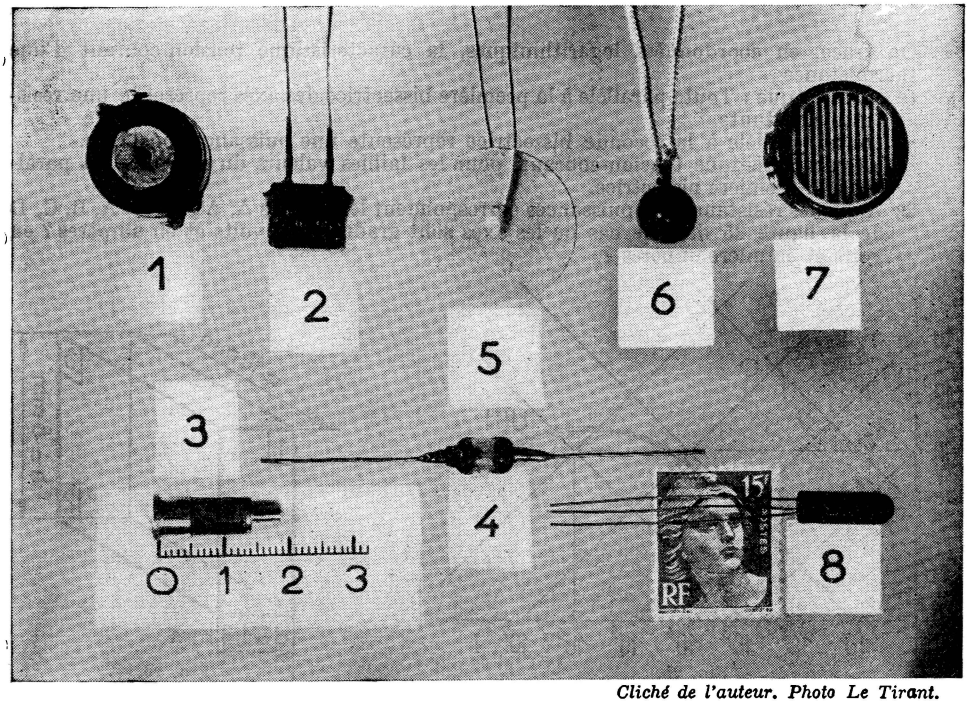
9. On utilise un échantillon connu de germanium pour la mesure d'un champ magnétique. Cet échantillon traversé par un courant de 50 mA a fourni dans un champ de 2 000 gauss une tension de Hall de 54 mV.

Dans un champ d'induction B inconnue, il développe une tension de Hall de 38,6 mV pour un courant de 25 mA.

1° Calculer B.

2° Quelle est la précision de cette mesure, sachant qu'on mesure les courants et les tensions avec une erreur relative maximum de 1%, et que le champ de 2 000 gauss utilisé pour l'étalonnage du cristal était certainement compris entre 1 960 et 2 040 gauss ?

Réponses : 1° B = 2 860 gauss ; 2° 6 %.



Cliché de l'auteur. Photo Le Tirant.

Quelques applications des semiconducteurs.

1. Pont redresseur pour appareil de mesure ; 2. Redresseur au sélénium ; 3. Diode à cristal (silicium) ; 4. Diode au germanium ; 5. Résistance non linéaire (carbure de silicium) ; 6. Thermistance (oxydes métalliques) ; 7. Photorésistance (sulfure de cadmium) ; 8. Transistor.

II. — DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS

EFFETS PHOTOÉLECTRIQUES

Les dispositifs à semiconducteurs sont déjà nombreux et se développent constamment : redresseurs secs, diodes à cristal, transistors, thermopiles, thermistances, résistances non linéaires, cellules photovoltaïques, cellules photoconductives, thyristors...

Les transistors et les dispositifs plus récents font l'objet de chapitres séparés.

A. — Redresseurs secs

Les semiconducteurs sont utilisés comme redresseurs non contrôlés sous trois formes :

redresseurs secs ; diodes à pointe ; diodes à jonction.

Les deux derniers types constituent les diodes à semiconducteurs monocristallins (§ B), alors que les redresseurs secs sont à semiconducteurs polycristallins (§ A).

1. — UNE BARRIÈRE DE POTENTIEL APPARAIT DANS CERTAINS CAS AU CONTACT D'UN MÉTAL ET D'UN SEMICONDUCTEUR

Il se produit une barrière de potentiel au contact d'un métal avec :

— *un semiconducteur type N dont le travail de sortie est inférieur à celui du métal*; des électrons diffusent du semiconducteur *N* dans le métal. Cette diffusion est limitée par les charges qui en résultent (fig. 1, *a*).

— *un semiconducteur type P dont le travail de sortie est supérieur à celui du métal*; des électrons diffusent du métal dans le semiconducteur *P* qui se charge négativement (fig. 1, *b*). Les redresseurs au sélénium sont de ce type.

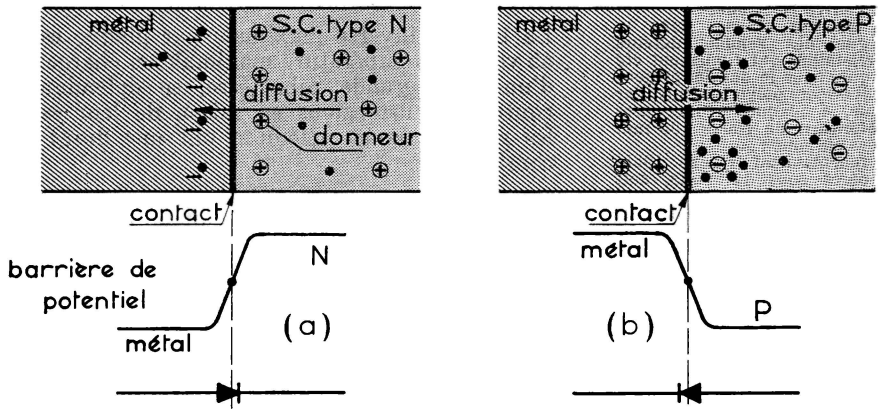


FIG. 1. — **Barrière de potentiel au contact d'un métal avec un semiconducteur.** La barrière de potentiel est égale à la différence des potentiels de sortie.

2. — LES REDRESSEURS SECS UTILISENT LA CARACTÉRISTIQUE DISSYMÉTRIQUE DU CONTACT SEMICONDUCTEUR-MÉTAL

Comme pour une jonction $P - N$ (chapitre précédent), une tension extérieure produit un courant à travers la barrière si elle favorise la diffusion spontanée des électrons, c'est-à-dire si elle diminue la hauteur de la barrière.

Appliquée dans l'autre sens, la tension extérieure augmente la hauteur de la barrière et la diode est bloquée (en réalité, résistance inverse considérable, mais non infinie).

Un élément redresseur comporte trois parties (fig. 2) :

— **une couche mince d'un semiconducteur** (type *P* en pratique) ;
— **un métal** formant avec ce semiconducteur un contact redresseur ;
— **une contre-électrode** qui répartit le courant sur toute la surface du semiconducteur afin que la résistance dans le sens direct soit petite ; la contre-électrode sert encore pour la protection et le refroidissement.

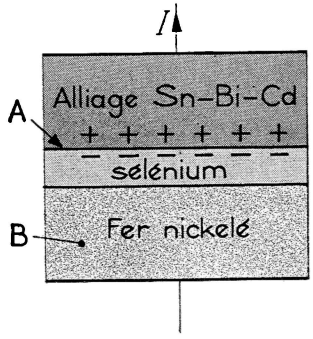


FIG. 2. — **Redresseur au sélénium.**
A : contact redresseur ;
B : contre électrode.

Les progrès réalisés dans la technique des semiconducteurs monocristallins ont également été bénéfiques pour le développement des redresseurs polycristallins. Par exemple, 4 plaques redresseuses **au sélénium** de 100 × 100 mm montées en pont :
— fournissaient (vers 1955) 4 ampères sous 12 volts, soit 48 watts ;
— fournissent actuellement 16 ampères sous 24 volts soit 384 watts ; leurs performances ont été multipliées par 6.

Les redresseurs au *sulfure cuivreux*, au *bioxyde de titane*... n'ont pas réussi à s'imposer ; les redresseurs à l'*oxyde cuivreux* ont été utilisés pour leur faible chute directe, mais sont abandonnés.

Seuls les redresseurs au *sélénium* sont utilisés actuellement dans deux domaines bien séparés : basse tension (quelques dizaines de volts) et très haute tension.

3. — REDRESSEURS AU SÉLÉNIUM

Moins chers que les diodes au germanium et au silicium, ils sont très utilisés pour produire les tensions continues jusqu'à 50 volts, avec des intensités entre 0,1 et 50 ampères par plaque (chute : 1,6 à 1,7 volt).

La tension inverse maximale par plaque est 40 à 45 volts, la température maximale en charge 70 °C ; d'une très grande robustesse, se défendant bien contre les surtensions en raison de leur capacité, les redresseurs au sélénium ont une durée de vie considérable.

On les emploie pour l'électrolyse, la charge de batteries d'accumulateurs, l'alimentation de centraux téléphoniques, d'arcs (cinéma, soudure)... et comme antichocs en téléphonie.

Mais, dès que l'on dépasse 2 plaques en série par bras, l'avantage de la chute de tension réduite est en faveur du silicium.

Un second domaine du sélénium est la **très haute tension** en raison d'une résistance répartie limitant les intensités de court-circuit et de la capacité uniformément répartie qui écoule les fronts raides, fréquents en T. H. T.

4. — LES REDRESSEURS AU SÉLÉNIUM ONT UN FAIBLE SEUIL DE REDRESSEMENT

Pour les très petites tensions, la résistance directe d'un redresseur sec est du même ordre que la résistance inverse : il n'y a redressement que si la tension dépasse une certaine valeur appelée seuil de redressement du redresseur.

Ce seuil est de 0,3 à 0,4 volt pour les redresseurs au sélénium.

Un faible seuil de redressement est nécessaire dans le cas des contrôleurs universels qui permettent de mesurer tensions et courants alternatifs avec un appareil à cadre mobile et aimant permanent ; avantages : faible consommation, sensibilité élevée, graduation simple, même appareil pour le courant continu et l'alternatif. Notons que le germanium concurrence le sélénium pour cet usage.

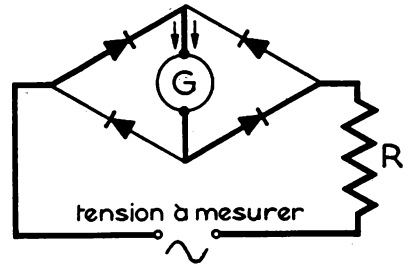


FIG. 3. — **Pont de redresseurs pour appareil de mesure.** En trait fort, le trajet du courant pour l'une des alternances. R, *résistance additionnelle* pour l'emploi en voltmètre.

Avec un seul redresseur en série avec le cadre, on pourrait constater :

— des oscillations de l'aiguille dues à l'ondulation du courant redressé ;

— des lectures légèrement différentes suivant l'alternance redressée.

On évite ces inconvénients avec un pont (fig. 3).

La capacité des redresseurs ne permet pas de garantir la graduation au-delà de 15 000 hertz environ, parfois moins.

5. — SUPPRESSEURS DE SURTENSION, AU SÉLÉNIUM

Des surtensions dues à des phénomènes transitoires — fermeture du primaire d'un transformateur d'alimentation, rupture du courant dans une inductance... — peuvent détruire les éléments au silicium : diodes, transistors, thyristors ; en effet, les jonctions PN au silicium n'ont qu'une faible capacité et par suite ne peuvent écrêter les surtensions transitoires.

Les plaques redresseuses au sélénium, au contraire, ont une capacité suffisante pour atténuer les surtensions transitoires ; un procédé spécial de fabrication leur confère, en outre, une caractéristique inverse de claquage analogue à celle d'une diode Zéner, avec cependant un coude plus arrondi.

Deux redresseurs au sélénium en opposition ne consomment qu'une très faible puissance et protègent les éléments au silicium en parallèle avec eux. Ces suppresseurs de surtension au sélénium s'appellent encore transistops, klipsels..., suivant les constructeurs.

Deux plaques au sélénium en opposition fonctionnent sous 25 volts (tension efficace) ; avec quatre plaques, on peut protéger pour 50 volts (fig. 3 *bis* : 1).
Côté continu d'un redresseur, il est possible d'utiliser un suppresseur polarisé (fig. 3 *bis* : 2).

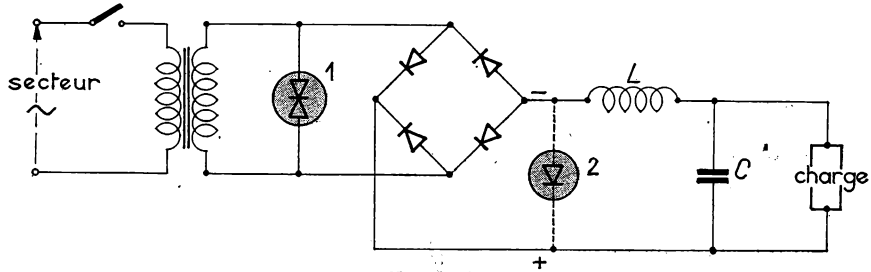


FIG. 3 *bis*.

B. — Diodes à cristaux

On distingue les diodes à jonction et les diodes à pointe. *Applications :* redressement, détection, régulation (diodes Zéner), commutation, circuits logiques.

I. — DIODES A JONCTION

Les diodes à jonction utilisent un monocristal de germanium ou de silicium ; la jonction peut être obtenue *par alliage* ou *par diffusion.*

a) Fabrication d'une diode à jonction par alliage.

Nous prendrons comme exemple une diode au germanium.

— Préparation du cristal de germanium.

On prépare du *germanium* très pur ($\rho = 20$ à $30\ \Omega$cm) ; on fait fondre, on ajoute de l'*antimoine* et on tire le monocristal de germanium *N* ($\rho = 10$ à $20\ \Omega$cm).

On débite le monocristal à la scie diamantée, en tablettes de 2 mm d'épaisseur ; un *traitement de surface* élimine les couches d'atomes perturbées afin d'obtenir pour les porteurs minoritaires une durée de vie d'au moins 100 microsecondes (1).

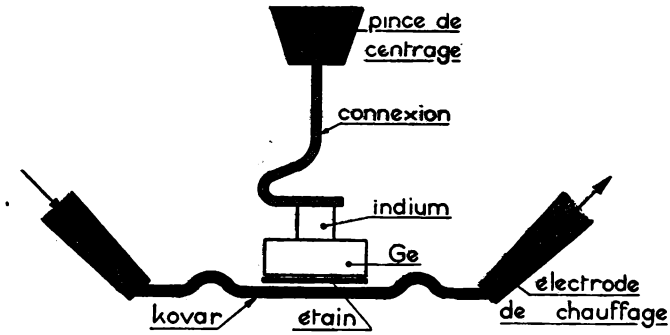


FIG. 4. — **Obtention d'une diode à jonction.**

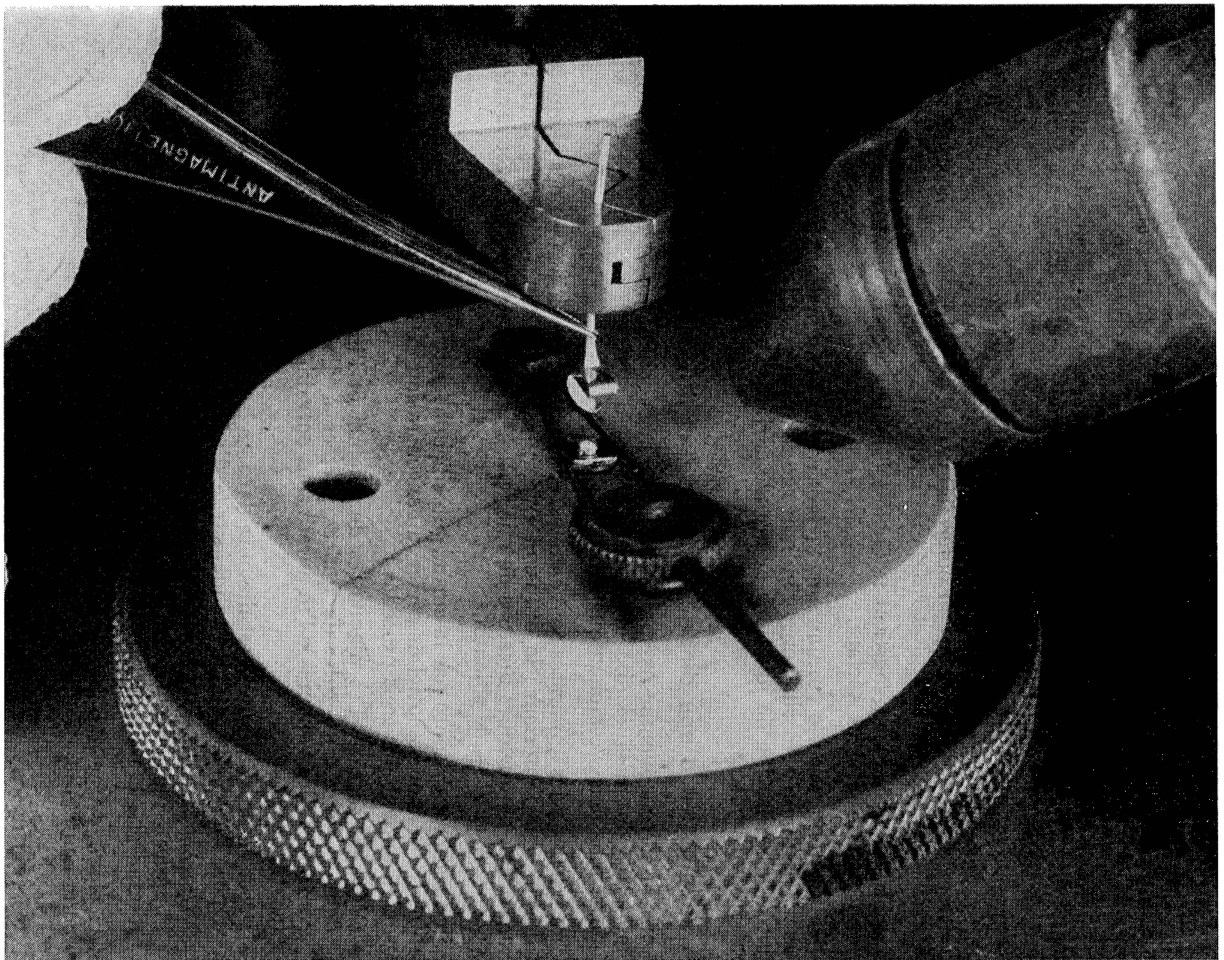
(kovar : fer $\simeq$ 54 % ; Ni : 29 % ; Co : 17 % ; Mn : 0,3 % ; résistivité $\simeq 50\ \mu\Omega$ cm ; soudable aux verres ; coefficient de dilatation égal à celui du germanium).

— Obtention de la jonction *PN*.

On emploie l'indium pour transformer une partie du cristal en germanium *P*. A cet effet (fig. 4) on empile sur un support en kovar : une rondelle d'étain, la tablette de germanium, l'indium ($\sim 1\ mm^3$) et la connexion supérieure ; on chauffe électriquement en atmosphère contrôlée (inerte) entre 550° et 700° C pendant quelques instants.

---

(1) Le découpage au diamant oblige à enlever ensuite une épaisseur de 0,1 à 0,2 mm. D'autres procédés conduisent à des pertes plus faibles (découpage par de très fines lames d'acier en présence d'un abrasif, découpage électrolytique, découpage par magnétostriction, par ultrasons).



Document Cie Générale de T. S. F.

Soudage d'une connexion sur une diode à jonction.

L'étain fond et soude le germanium au support ; l'indium fond et se soude à la connexion supérieure et au germanium.

De plus, l'indium diffuse dans le haut du cristal, qui passe du type N au type P, d'où formation d'une jonction. Notons que souvent le cristal est soudé au support au cours d'une opération antérieure à la formation de la jonction.

L'emploi de l'indium (In = 114,8) s'est révélé plus facile que celui des autres éléments de la troisième colonne ; c'est un métal mou, facile à couper au couteau et qui fond à basse température : 150° C.

— **Nécessité d'un capot soudé.** Immédiatement après cette opération, le courant inverse est important et augmente de minute en minute ; mais, si l'on traite la surface du cristal et si l'on enferme aussitôt la diode dans un capot soudé, le courant inverse devient et reste extrêmement faible.

En particulier, le capot soustrait la diode à l'influence de l'humidité, aussi néfaste qu'un mauvais état de surface.

Mise au point avec le germanium, la fabrication des jonctions par alliage a été ensuite appliquée au silicium : l'indium est remplacé par l'aluminium. Les difficultés de réalisation de jonctions de grande surface, pour les diodes de puissance, ont été surmontées.

b) Fabrication d'une diode à jonction par diffusion.

Nous prendrons comme exemple une diode au silicium. Le lingot est débité en plaquettes de quelques dixièmes de millimètre d'épaisseur ; ces plaquettes sont rodées, puis nettoyées chimiquement.

Vers 1 200° C, des impuretés convenables, en contact avec la surface des plaquettes diffusent vers l'intérieur ; la diffusion exige plusieurs dizaines d'heures pour une pénétration de quelques dizaines de microns. L'opération se réalise avec les deux types — N et P — de silicium.

L'impureté est dissoute par la surface du silicium, puis diffuse dans le réseau cristallin. Il est donc essentiel de régler la concentration de l'impureté sur la surface, ce qu'on obtient par trois procédés :

— *Diffusion gazeuse.* Les plaquettes de silicium et l'impureté sont placées dans deux régions d'un tube de quartz portées à des températures différentes, contrôlées : les vapeurs de l'impureté sont entraînées sur le silicium par un gaz (azote, oxygène).

— *Dépôt solide.* L'impureté est dissoute dans un liquide très volatil ; cette solution dépose l'impureté, à l'état solide, sur le silicium.

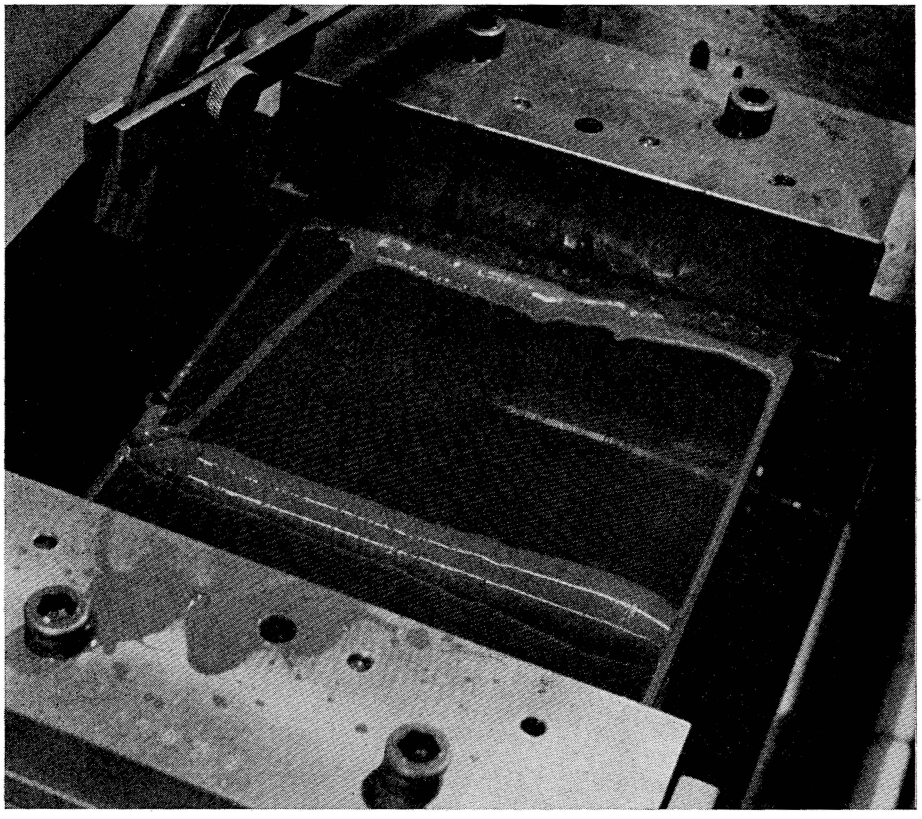
— *Diffusion en tube scellé.* On chauffe en tube scellé les plaquettes de silicium et l'impureté ; la concentration sur la surface du silicium est réglée par la quantité d'impureté, la température et l'atmosphère du tube.

Si la plaquette ne doit porter qu'une jonction, on enlève, sur l'une des faces, le silicium contaminé.

c) Performances des diodes à jonction.

Les diodes au silicium supportent une tension inverse et une température plus élevées que les diodes au germanium.

Quelques phases de la fabrication de diodes au silicium. (Documents **SILEC**[1]).



Cliché SILEC.

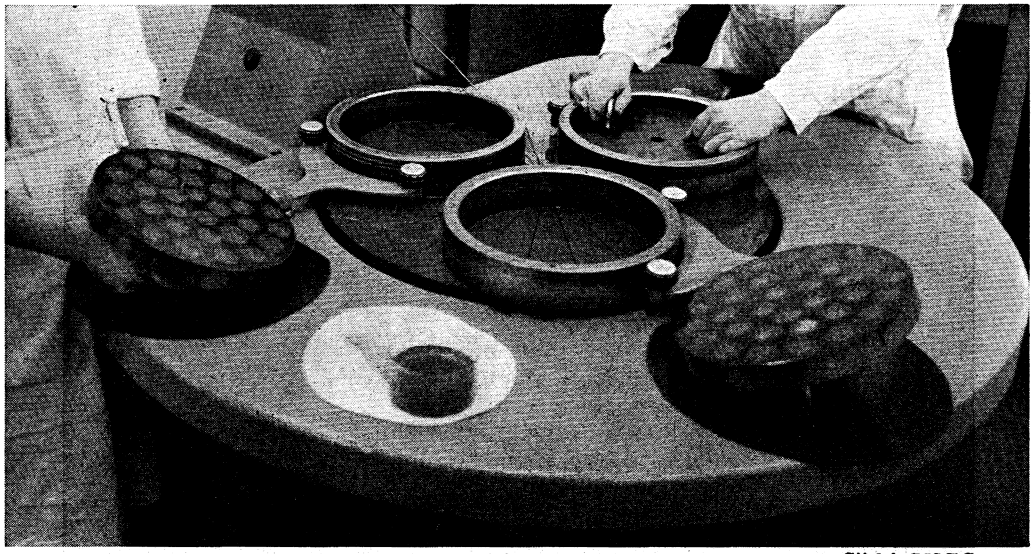
Découpage d'un lingot de silicium.
(machine NORTON).

Sur le lingot monocristallin, fixe, le cadre rectangulaire mobile déplace de très fines lames d'acier sous arrosage d'une bouillie abrasive (carbure de silicium).

On utilise jusqu'à 440 lames de longueur 230 mm, hauteur 5 mm, épaisseur 0,1 mm, d'écartement 0,25 mm environ, réglable à la demande. Le découpage dure environ 6 heures. La perte par machine NORTON n'est que de 0,16 mm par plaquette contre 0,45 mm par scie à diamants.

---

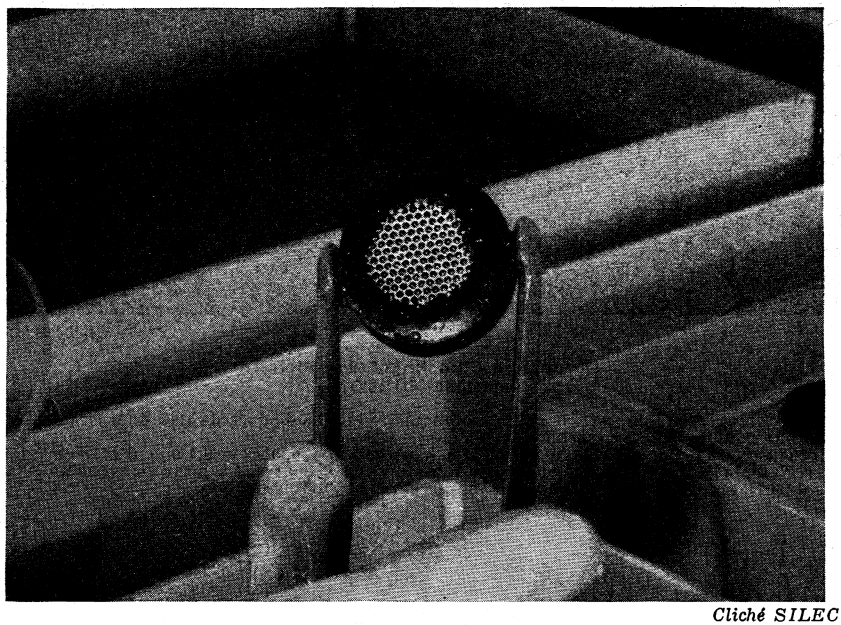
(1) Nous avons le plaisir de remercier M. Thuriot, Ingénieur, pour une visite commentée de l'Usine S. I. L. E. C. et les nombreux documents mis à votre disposition. Les opérations représentées par les quatre clichés se retrouvent dans la fabrication des THYRISTORS.



Cliché SILEC.

Polissage des tranches de silicium.

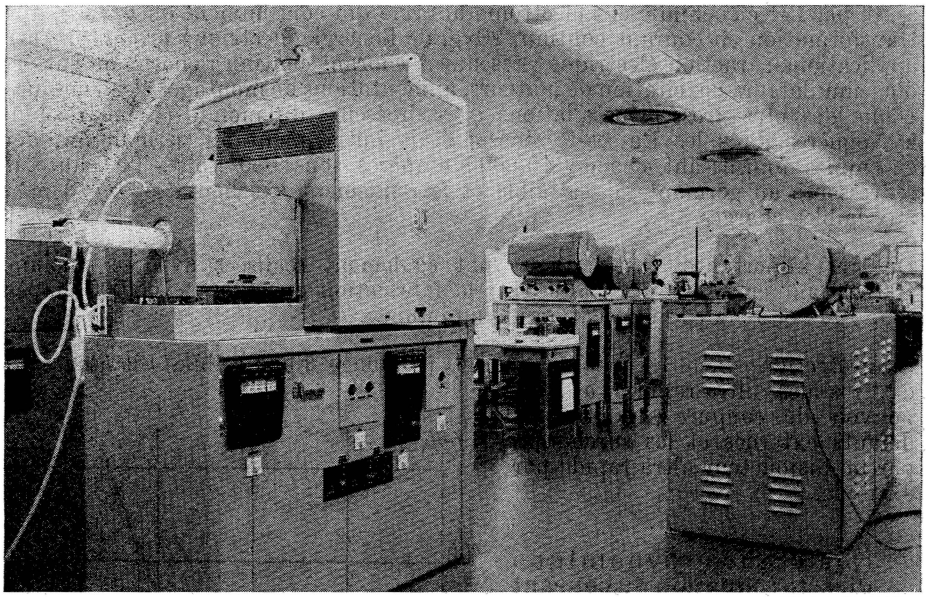
Les tranches sont disposées dans les alvéoles des disques d'acier, avec une bouillie abrasive (au premier plan). On retourne dans les cylindres (ce que fait l'opératrice de droite).
Un double mouvement de rotation opère le polissage.



Cliché SILEC.

Découpage des tranches polies : cache et bain de découpage.

Sur les tranches, recouvertes de ce cache, on projette au pistolet un vernis spécial. Le bain dissoudra les parties non protégées par le vernis : la tranche sera divisée en petites plaquettes suivant le dessin du cache. Chaque plaquette, après diffusion, donnera une diode (ou un thyristor).



Cliché SILEC.

Four de diffusion gazeuse.

L'impureté est ici le *phosphore*, introduit dans le tube de gauche sous forme d'anhydride P_2O_5, solide. Un courant d'oxygène entraîne les vapeurs de l'impureté sur les plaquettes de silicium chauffées. L'oxygène est purifié par un *piège à azote liquide* visible à gauche de l'appareil.

Au fond, fours à oxydation où les plaquettes de silicium sont chauffées dans un tube ouvert.

On sait fabriquer des diodes au silicium fournissant 300 ampères redressés et dont la tension de claquage dépasse 1 400 volts. Certains types soutiennent une tension inverse de crête de 2 500 volts, ce qui correspond à une tension sur charge résistive, du même ordre pour un pont de Graëtz (triphasé).

Dans les installations industrielles, le silicium a progressivement remplacé le germanium ; ils étaient à égalité en 1960. Le plus important débouché est représenté par l'électrochimie et l'électrométallurgie qui consomment en France, après transformation en courant continu, 20 % de l'énergie électrique produite. Autres applications : traction électrique ; réseaux à courant continu ; charge de batteries d'accumulateurs ; excitation de moteurs, alimentations de montages électroniques... L'une des plus grosses installations de redresseurs du monde (Usine Péchiney à Noguères dans les Basses-Pyrénées) était initialement au germanium, deux ensembles fournissant chacun 100 000 ampères sous 580 volts. La chute des redresseurs au germanium est faible et le rendement excellent ($\approx$ 97 %) même aux faibles charges.

De très importantes installations sont également réalisées avec le silicium : 100 000 ampères sous 420 volts pour la fabrication du chlore ; 105 000 ampères sous 700 volts pour la fabrication d'aluminium...

La protection contre les défauts internes (claquage d'une cellule) est assurée par des fusibles ultra-rapides à haut pouvoir de coupure ; contre les défauts externes et les surcharges par un disjoncteur ultra-rapide par exemple.

d) **Résistance dynamique directe ; équation du courant direct.**

Au-delà d'une certaine valeur (seuil), la chute de tension directe dépend beaucoup moins du débit et la caractéristique I_D (V_D) devient pratiquement linéaire.

Pour les diodes au silicium, le seuil V_0 (fig. 5) est 0,7 à 0,8 V (germamium : 0,5 volt).

L'inverse de la pente de la caractéristique définit la résistance dynamique $R_D = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D}$ et on a, autour des conditions nominales d'utilisation :

$$v_D = V_0 + R_D\, i_D.$$

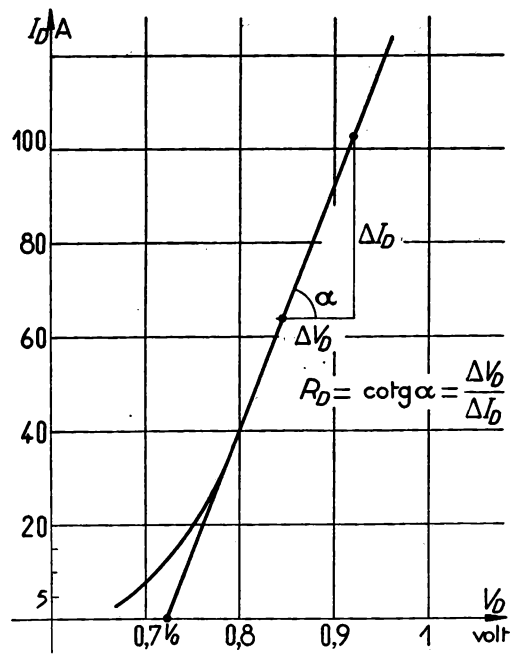


FIG. 5. — **Caractéristique d'une diode au silicium et approximation.**

Cette équation exprime que la chute directe peut être considérée comme due à une force contre-électromotrice constante V_0 augmentée d'une chute ohmique $R_D\, i_D$.

Cette approximation est extrêmement commode en pratique (calcul de la puissance dissipée, contrôle en fabrication, équilibrage du courant dans des cellules en parallèle), mais elle n'est valable ni aux faibles courants, ni en surcharge.

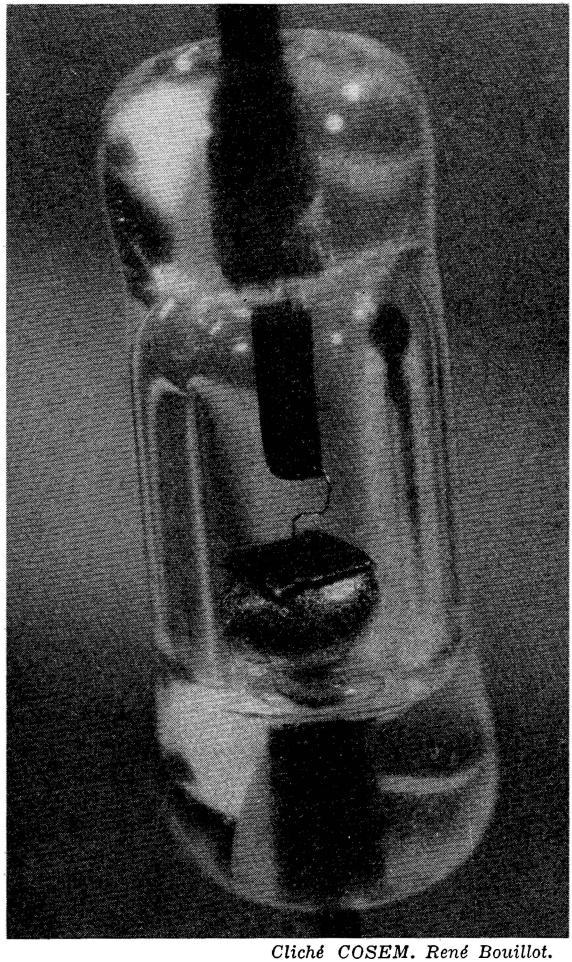
2. — DIODES A POINTE

a) **Elles comportent une pointe métallique fine en contact avec un cristal de silicium ou de germanium** (fig. 6).

Contrairement aux redresseurs à plaques, les diodes à pointe comportent deux contacts redresseurs en opposition. Toutefois, ces contacts sont de surfaces très différentes; par exemple :

— contact du semiconducteur avec le support : plusieurs millimètres carrés ;
— contact pointe-semiconducteur : de l'ordre de 0,01 mm².

Ce dernier contact intervient donc seul pour le redressement, car sa résistance inverse est très supérieure à celle du premier.



Cliché COSEM. René Bouillot.

FIG. 6. — **Diode à pointe or au germanium pour commutation.**
Courant direct de crête : 100 mA.
Tension inverse de crête : — 15 volts.
Tension inverse continue (max.) : — 10 volts.
Courant redressé moyen (max.) : 30 mA.
Boîtier verre subminiature de longueur 8 mm (l'agrandissement est de l'ordre de 15).

b) **La fabrication d'une diode à pointe se termine par un traitement de formation (surintensité).**

Le cristal employé provient d'un monocristal qui a été scié en disques d'environ 1 mm d'épaisseur ; les faces sont doucies puis traitées chimiquement pour éliminer toute trace de sciage. Le disque est alors soudé à l'étain sur un support.

La pointe est un fil en forme de S, de diamètre 0,1 mm au plus, en alliage (platine iridié, tungstène-molybdène, or-gallium), en aluminium... On l'appuie avec une force de quelques grammes sur le cristal, puis on la soude pour que la diode puisse supporter des accélérations et des chocs violents.

La diode est alors enfermée dans une cartouche de verre, étanche, qui la protège de l'humidité et des autres agents extérieurs.

On applique alors le traitement de formation qui consiste en une brève surintensité : *la caractéristique s'améliore et la stabilité augmente.*

c) **La formation crée une jonction *PN*.** *Le traitement de formation inverse*, sous la pointe métallique, *le type de conductibilité du cristal* ; par exemple, le germanium N se transforme sous la pointe en germanium P (fig. 7), par diffusion d'impuretés de la pointe métallique dans le cristal.

Il se produit donc une microjonction, ce qui explique :

— *le peu d'importance de la nature du métal* qui constitue la pointe ;

— *le sens passant*, de la pointe vers le cristal, pour les diodes au germanium (normalement type N) ;

— *le sens passant*, du cristal vers la pointe, si le cristal est de type P.

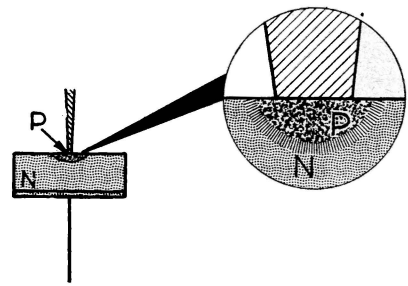


FIG. 7. — **L'effet redresseur d'une diode à pointe s'expliquerait par l'existence d'une microjonction *P* — *N*.**

Notons que malgré cette microjonction la caractéristique inverse n'a pas la même forme que pour une diode à jonction.

d) **Avantages des diodes à pointe sur les diodes à vide.**

Les diodes à cristaux sont caractérisées par :

— *l'absence de chauffage* : fonctionnement instantané bon rendement, peu de chaleur à évacuer.

— *un encombrement réduit ;* elles ne nécessitent pas de support : on peut donc les monter dans le câblage, comme une résistance par exemple ;

— *un prix peu élevé ;*

— une faible capacité parallèle ($\sim$ du pF) ;

— une résistance directe inférieure à celle des diodes à vide ;

— *leur caractéristique* (fig. 8) *présente un coude plus brusque* que celle des diodes à vide : les diodes à cristaux sont d'excellents détecteurs.

Les diodes au silicium atteignent des fréquences plus élevées que les diodes au germanium et conservent leurs propriétés à température plus élevée ; par contre elles ne conviennent pas pour la détention à faible niveau (seuil, § 1).

En raison de leurs avantages, les diodes à cristaux ont remplacé les diodes à vide ; elles occupent une place croissante dans les *télécommunications*, la *radio* et la *télévision*, le *radar*, les *calculateurs*... A leur tour, les diodes à pointe sont peu à peu éliminées par les diodes à jonction.

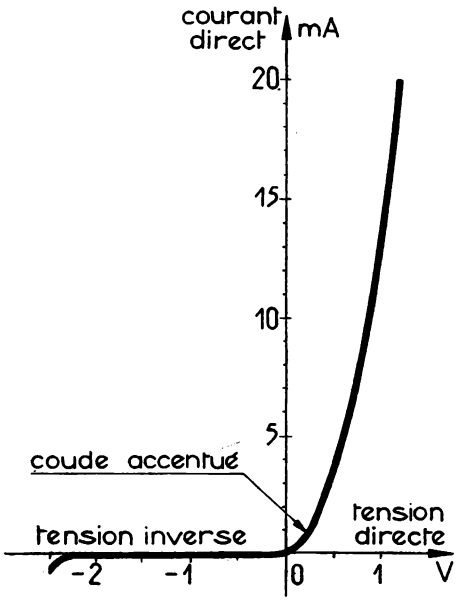


FIG. 8. — **Caractéristique d'une diode à pointe.**

Pour la détection, elle se rapproche davantage de la forme idéale que la caractéristique d'une diode à vide. Résistances (exemple) : 50 000 ohms pour 50 volts dans le sens inverse et 300 ohms pour 1 volt dans le sens direct ; une diode est mieux caractérisée par ces données que par le rapport des résistances inverse et directe.

REMARQUE. — En résumé, la caractéristique directe d'une diode à cristal diffère de celle d'une diode à vide par les propriétés suivantes :

— *passage par l'origine des coordonnées ;*
— *croissance plus rapide du courant (résistance directe plus faible) ;*
— *croissance exponentielle* (p. 23) *remplaçant aux faibles courants la loi de Child-Langmuir.*

e) **Détection par diode à cristal.**

La détection consiste en un redressement filtré par condensateur seul ; la constante de temps RC (fig. 9) est assez grande pour que le condensateur se charge sous une tension V_c peu inférieure à V_m ; on appelle rendement de détection le rapport : $\eta = \frac{V_c}{V_m}$.

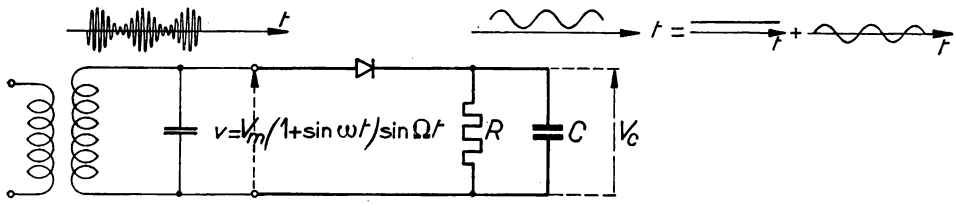


FIG. 9. — **Détection par diode à cristal.** La tension détectée diffère peu de l'enveloppe supérieure de la tension modulée.

Si V_m est fonction périodique du temps (modulation d'amplitude), il en est de même de V_c dont les variations représenteront le signal de modulation (son en radiodiffusion).

C se décharge sur R en parallèle avec la résistance inverse de la diode ; cette résistance inverse est infinie pour une diode à vide, mais non pour une diode à cristal. Toutefois, à condition d'adopter une résistance de détection R pas trop élevée, on peut négliger le rôle de la résistance inverse de la diode à cristal et obtenir un rendement de détection analogue à ceux des diodes à vide. En outre, les autres avantages des diodes à cristal les font préférer dans presque tous les cas, même lorsque le rendement de détection et la résistance d'amortissement sont plus faibles (résistance d'amortissement : résistance qui, substituée au circuit détecteur, consommerait la même puissance).

3. — DIODES ZÉNER. DIODE A AVALANCHE CONTROLÉE

a) **Claquage d'une jonction.** On sait que, si l'on applique à une jonction une tension inverse croissante, le courant inverse reste pratiquement constant (ch. I : courant de saturation I_s), puis il augmente brusquement et n'est plus limité pratiquement que par le circuit extérieur : c'est le claquage de la jonction (1).
On distingue plusieurs mécanismes de claquage :

— *Claquage par contournement* (revoir Note II p. 36).

On appelle contournement le passage d'une décharge disruptive autour d'un isolant (par opposition à perforation = décharge à travers). Dans le claquage d'une jonction par contournement, l'air s'ionise sous l'action du champ électrique et le courant passe ainsi sur la surface du semiconducteur. Ce claquage met une diode hors service (court-circuit). On l'évite par une forme appropriée de la surface, son enrobage dans des plastiques, une atmosphère convenable d'encapsulation. Le danger subsiste cependant pour les tensions inverses supérieures à 1 200 volts (pour le silicium, la tension de claquage interne peut atteindre 1 800 volts). On construit, sous le nom de *diodes à avalanche contrôlée*, ou *redresseurs protégés par avalanche*, des diodes pour lesquelles un claquage non destructif par avalanche se produit à des tensions plus basses que le claquage par contournement qui ne peut donc plus les détruire.

On peut mettre ces diodes en série sans dispositif d'équilibrage ; elles permettent encore de résoudre des problèmes d'écrêtage, d'autoprotection de circuits contre les surtensions dues aux phénomènes transitoires...

— *Claquage par champ électrique ou effet Zéner* (1934).

Le champ électrique dans la jonction croît avec la tension inverse appliquée. Au-dessus d'une certaine valeur (champ critique), il rompt des liaisons : la densité des porteurs — électrons et trous — augmente considérablement et la résistance inverse de la jonction s'effondre.

Le champ critique est proportionnel à la résistivité dans la zone de transition, c'est-à-dire inversement proportionnel à la concentration en impureté. Il est plus élevé pour le silicium que pour le germanium et peut dépasser 500 000 V/cm.

---

(1) Projet C. C. T. U. 13-01 A. **Claquage** (d'une jonction *PN* polarisée en inverse). Phénomène observé par l'apparition d'une transition à partir d'un état de haute résistance dynamique vers un état de résistance dynamique sensiblement plus faible lorsqu'on augmente l'amplitude du courant inverse.

— *Claquage par avalanche.*

Cette théorie est l'extension aux semiconducteurs du phénomène de l'ionisation cumulative des gaz : un premier électron (électron germe) ionise par chocs successifs plusieurs atomes, les électrons libérés ionisant à leur tour d'autres atomes ; le courant croît très vite (exponentiellement), d'où le terme avalanche pour les électrons libérés.

Dans les semiconducteurs, les trous ajoutent leur action à celle des électrons. Lorsque le claquage se produit à de basses tensions inverses, il a lieu par champ électrique seul (effet Zéner), aux hautes tensions inverses par effet d'avalanche.

b) **Après le claquage par effet Zéner ou par avalanche, la tension est pratiquement indépendante du courant.**

Cette propriété est recherchée par construction pour les diodes de référence et de régulation. Ce sont des diodes au silicium à jonction alliée ou diffusée. Leur résistance inverse est très élevée avant claquage (20 à 1 000 MΩ ; courant inverse quelques nanoampères sous 1 à 3 volts) ; après claquage, la résistance différentielle ou dynamique est faible, quelques ohms.

Par exemple, si $R_z = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z} = 10$ ohms, pour $\Delta I_z = 40$ mA, on aura $\Delta V_z = 10 \times 0{,}04 = 0{,}4$ volt seulement. Les résistances dynamiques les plus faibles correspondent à des tensions de Zéner de 7 à 8 volts.

La tension de Zéner est légèrement fonction de la température ; le coefficient de température C_{vz} d'une diode de Zéner est défini par :

$$V_{zt_2} = V_{zt_1}[1 + C_{vz}(t_2 - t_1)] \quad \text{ou} \quad C_{vz} = \frac{1}{V_z}\frac{\Delta V_z}{\Delta t} ;$$

C_{vz} est positif pour $V_z > 5$ à 6 volts, négatif au-dessous ; il ne dépasse pas $10^{-3} = 0{,}1$ % pour $V_z = 100$ volts.

Le claquage par champ électrique (effet Zéner) se produit dans des jonctions abruptes (jonctions alliées, jonctions diffusées peu profondes), pour lesquelles une faible tension produit un champ élevé ; c'est surtout ce claquage par champ qui se produit dans les diodes Zéner « basses tensions » : 3 volts $< V_z <$ 6 volts. Le coefficient de température C_{vz} est alors négatif.

Le claquage par avalanche se produit dans des jonctions *graduelles* — plus épaisses que les jonctions abruptes — dans lesquelles le champ reste modéré même sous tension élevée V_z : 6 volts à plus de 1 000 volts (jonctions diffusées). C_{vz} est positif.

Les deux mécanismes de claquage coexistent pour des tensions de Zéner entre 4,5 et 7 volts, et le coefficient de température est alors nul pour un certain courant.

c) **Exemple de diode Zéner et expérience.**

Type 0*AZ 203*. V_z nominale = 6,2 volts. Au silicium ; usages : stabilisation de tension ; tension de référence.

Longueur de la diode : 15,7 mm ; diamètre : 6 mm.

Résistance dynamique pour — $I_D = 5$ mA : $R_z = 6$ Ω.

Courant inverse pour — $V_D = 2$ V : — $I_D = 0{,}01$ μA.

Courant direct $I_D = 10$ mA pour $V_D = 0{,}72$ volt.

$$\frac{\Delta(-V_D)}{\Delta t} = +1{,}0 \text{ mV/°C pour } -I_D = 1 \text{ mA } (R_z = 160\ \Omega).$$

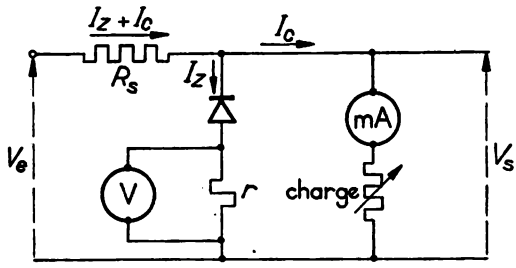


FIG. 10. — **Régulation (amont et aval) par diode Zéner.**
r permet de mesurer $I_z = -I_D$.

Dissipation maximale à température ambiante 25° C : 250 mW.

Sous 6 volts, le courant maximal est donc $\frac{250}{6} \approx 40$ mA.

Résistance thermique à l'air libre :

$$K < 0{,}5° \text{ C/mW}.$$

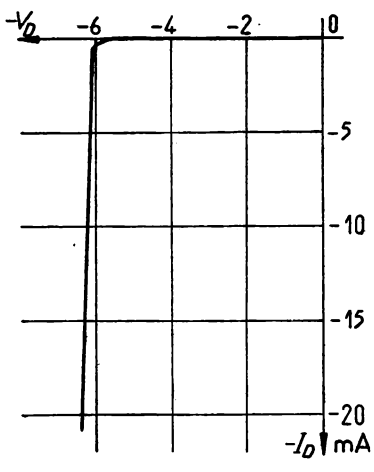
Essai en montage régulateur de tension (fig. 10).

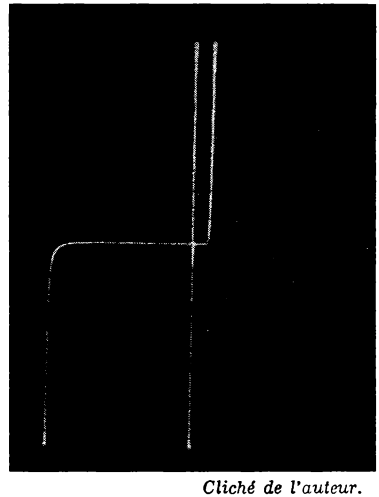
Régulation aval. $V_e = 12{,}0$ volts ; charge variable.

Entre $I_c = 0$ et $I_c = 18$ mA la très faible variation de $-V_D$ est linéaire en fonction de $-I_D$, aussi n'indiquerons-nous que quelques points :

I_c mA	24	22	20	18	14	8	2	0
$V_s = -V_D$ volt (ou $= V_z$)	5,1	5,6	6,1	6,2	6,3	6,3 à 6,4	6,4	6,4
$-I_D$ mA	0,03	0,1	0,6	2	6	12	18	20

Dans la région 6,2 à 6,4 volts, le courant $I_c + (-I_D)$ qui traverse la résistance série R_s est constant (20 mA) ; on a réalisé une source de courant constant. La figure 11 donne, d'après ces mesures, la caractéristique de la diode Zéner.





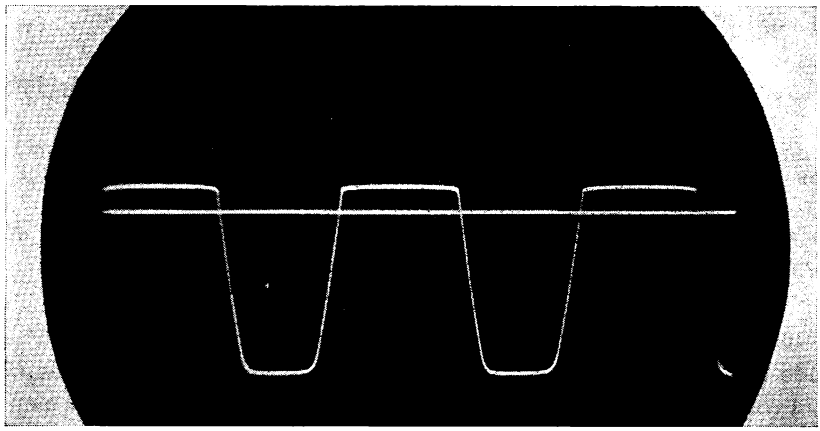
Cliché de l'auteur.

FIG. 11. — **Caractéristique d'une diode Zéner et oscillogramme : caractéristique directe, à droite ; caractéristique inverse (Zéner), à gauche de l'axe vertical.**

(Voir aussi Trav. Prat., fasc. III.)

Régulation amont. Charge constante $R_c = 530$ ohms ; V_e varie.

V_e volt	8,6	9,6	10	12,0	14,2	16,5	21
V_s (— V_D) volt	5,6	6,0	6,2	6,3	6,4	6,4	6,5
— I_D mA	0,1	0,5	2,0	8,0	16	25	40



Double écrêtage, par diode Zéner, d'une tension alternative. Horizontale : niveau zéro. *Pallier du haut:* écrêtage par la caractéristique directe ; *pallier du bas:* écrêtage par la caractéristique inverse, sous la tension de Zéner *Vz*.
Dans un montage à impulsions, par exemple, on peut charger, à chaque période, un condensateur à travers une résistance sous la tension constante *Vz*.

Pour $\Delta V_e = \pm 4{,}5$ V autour de 16,5 V, soit $\frac{\Delta V_e}{V_e} = 27\ \%$, $\Delta V_s = \pm 0{,}1$ V soit $\frac{\Delta V_s}{V_s} < 1{,}6\ \%$.

d) Différents types de diodes Zéner (1).
Leurs applications sont variées, mais se classent en deux grandes catégories :

— *Régulation de tension :* le point de fonctionnement reste sur la caractéristique Zéner.

— *Écrêtage* (oscillogramme) : la caractéristique Zéner n'est alors balayée que pendant une fraction de période, pendant une surtension transitoire...

On distingue :

— *Diodes Zéner simples* (simple jonction PN) :
Puissances < 0,5 *watt* : régulation, référence, limitation, protection, liaison entre étages d'amplificateurs type continu...
Puissances > *1 watt :* régulation de puissance, protection...
Tension $V_z \approx 6$ *volts*, le coefficient de température est nul (ou presque) : diodes de référence pour régulation précise et stable.

— *Diodes de fortes tensions*, plus de 400 volts en général : diodes dites à avalanche contrôlée, pour redressement (§ *a*).

— *Diodes Zéner compensées* utilisant deux jonctions en série, l'une en inverse ($C_{vz} > 0$), l'autre en direct (coefficient de température négatif qui compense C_{vz}) : référence (~ 8 volts).

(1) D'après une documentation de la Société SILEC, que nous prions d'accepter nos remerciements.

— *Diodes Zéner doubles*, soit NPN soit PNP, de caractéristiques Zéner dans les deux sens, travaillent symétriquement sous l'action d'une tension alternative : régulation, écrêtage...

— *Diodes Zéner suppresseuses*, de tension Zéner supérieure à 400 volts : protection des redresseurs en électrotechnique.

C. — Complexes de semiconducteurs

Les complexes de semiconducteurs sont faits d'un grand nombre de petits grains agglomérés. Suivant leur nature et les relations entre leurs grains, les complexes ont une résistance rapidement décroissante lorsqu'on augmente :

— la température : **thermistances** *(ou* CTN *: coefficient de température négatif) ;*

— la tension appliquée : **résistances non linéaires** *(ou* VDR*)* (1).

Ces propriétés leur valent de nombreuses applications.

I. — THERMISTANCES

a) Les thermistances sont formées d'oxydes métalliques frittés.

Un grand nombre d'oxydes sont utilisés : oxydes de fer, de nickel, de manganèse, de vanadium, de tungstène, de titane...

On agglomère les grains d'oxydes par *frittage* :

la poudre d'oxydes est fortement comprimée et chauffée à une température élevée, parfois peu inférieure à la température de fusion.

Chaque grain est toujours entouré d'une pellicule (*couche limite*) de nature différente de celle du grain lui-même, mais ces couches limites sont écrasées (fig. 12) et ne jouent aucun rôle : les électrons passent librement d'un grain à l'autre ; **les propriétés du semiconducteur interviennent seules.**

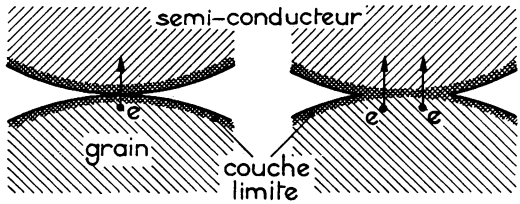


FIG. 12. — **Contacts entre les grains.**

A gauche : couches limites **intactes** (résistances non linéaires).
A droite : couches limites **écrasées** (thermistances).

On emploie des oxydes métalliques pour trois raisons essentielles :

— leur prix est peu élevé ;

— leur conductivité croît très rapidement avec la température ;

— on peut, en modifiant leur composition, obtenir des conductivités extrêmement diverses (chap. I), ce qui est précieux dans les applications.

(1) « Voltage dependant resistor »

Il existe diverses formes commerciales de thermistances : *plaques* (disques, anneaux, plaquettes rectangulaires) ; *cylindres* ; *perles* ; *thermistances à couches* (en couche mince sur quartz).

b) **Le coefficient de température des thermistances est généralement compris entre — 0,03 et — 0,05.**

La variation de la résistance en fonction de la température est représentée par la figure 13.

Le coefficient de température de la résistance est environ dix fois plus grand que celui des métaux (1).

La courbe tension-courant des thermistances présente une région de pente négative (fig. 14) ; *dans cette région, l'effet Joule provoque une décroissance de R plus rapide*

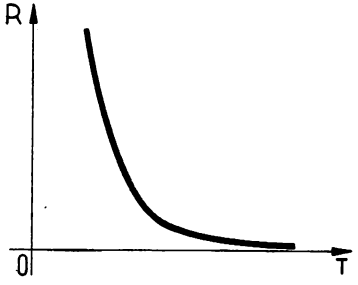


FIG. 13. — **Variation de la résistance d'une thermistance en fonction de la température.**

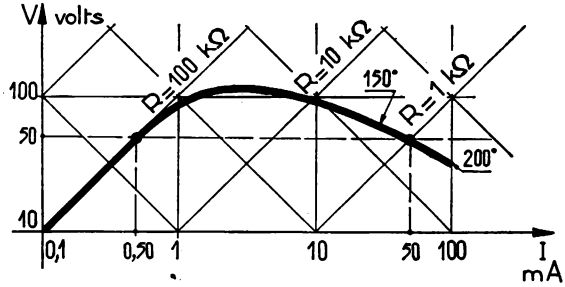


FIG. 14. — **Courbe tension-courant d'une thermistance. Coordonnées logarithmiques.**

Expliquer le fonctionnement aux deux points $V = 50$ volts.

que la croissance de I, de sorte que U (= RI) décroît : la thermistance « refuse » la tension. Les spécialistes appellent *basculement* de la thermistance le passage par la tension maximale.

c) **Les applications des thermistances se classent en deux catégories très différentes :**

— La thermistance ne s'échauffe pas notablement.

Dans certaines applications, le courant dans une thermistance est faible ; il en est de même de la puissance consommée et de l'échauffement : la thermistance travaille dans la partie montante de la caractéristique courant-tension.

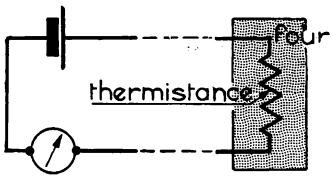


FIG. 15. — **Mesure des températures.**

En remplaçant l'appareil de mesure par un relais qui ouvre ou ferme le circuit de chauffage, on obtient la *régulation de la température.*

Les applications les plus importantes sont :

— *la mesure et la régulation des températures* (fig. 15) : fours, chaudières, radiateurs d'auto, glaces chauffantes, enroulements de machines électriques, silos, entrepôts de produits alimentaires... ;

— *la compensation des dérives thermiques.* Par exemple, compensation de la variation de résistance d'un circuit métallique (appareils de mesure, temporisateurs...).

(1) Cuivre et aluminium : 0,004 ; tungstène : 0,005 à la température ordinaire. Pour les thermistances le maximum semble être de l'ordre de 0,07.

— **La thermistance s'échauffe notablement.** Le point de fonctionnement est alors situé sur la partie descendante ou le palier horizontal de la caractéristique tension-courant (la thermistance a « basculé »).

Parmi les nombreuses applications, citons :

— *régulation de tension* avec les avantages : montage très simple, bon marché et de rendement satisfaisant ; fonctionnement en courant continu et en courant alternatif ; possibilité de régulation sous faible tension ; par contre, la constante de temps est plus élevée que pour un système électronique de régulation.

— *détection des variations de tension ;*

— *régulation des générateurs d'oscillations sinusoïdales ;*

— *mesure des pressions gazeuses*, des vitesses de fluides... ;

— *mesure des puissances en haute fréquence* par échauffement d'une perle du semi-conducteur disposée dans un pont de Wheatstone (exercice n° 5) ;

— *chauffage progressif* des filaments de tubes, etc.

L'apparition des thermistances a donc permis de résoudre beaucoup plus simplement un certain nombre de problèmes ; *les thermistances constituent des auxiliaires précieux, en particulier dans les circuits électroniques* (stabilisation d'oscillateurs, stabilisation thermique d'étages à transistors...).

2. — RÉSISTANCES NON LINÉAIRES

a) Les résistances non linéaires sont formées de grains de carbure de silicium CSi à couches limites intactes.

Suivant la nature des impuretés, le carbure de silicium obtenu à haute température est diversement coloré et du type *N* ou du type *P* ; toutes ces variétés conviennent.

Les grains de carbure de silicium (d'un diamètre de l'ordre de 0,1 mm) sont toujours recouverts d'une très fine couche de *silice* SiO_2 (10^{-6} mm) dont la résistivité très supérieure à celle du carbure.

Pour conserver intactes ces couches limites, on agglomère les grains par un liant, on comprime et on cuit à température inférieure à celle du frittage des grains de carbure (fig. 12).

Dans ces conditions, la résistance intérieure des grains est petite devant celle des couches limites et la résistance obtenue est non linéaire.

Une résistance non linéaire est une résistance dont la valeur varie avec la tension appliquée : **la résistance diminue quand la tension augmente.**

Il en résulte qu'une résistance non linéaire en dérivation sur un appareil le protège contre les surtensions (relais, contacts, appareils de mesure...).

Les formes commerciales sont très diverses : *pastilles*, *disques*, *rondins*, *anneaux*...

Des extrémités de la résistance partent deux fils soudés sur un dépôt de métal fondu projeté au pistolet.

b) **LES CARACTÉRISTIQUES COURANT-TENSION ONT POUR ÉQUATION** $I = k\,U^n$ **(ou** $U = RI^\gamma$**).**

La figure 16 donne l'allure de ces caractéristiques ; n est compris entre 2 et 10 et dépend uniquement de la nature de la résistance non linéaire. k dépend de la nature et des dimensions.

En cours d'emploi, l'échauffement par effet Joule contribue à diminuer la résistance, ce qui est gênant ; c'est pourquoi :

1° **On constitue les résistances non linéaires par un matériau de coefficient de température aussi petit que possible ;** celui du carbure de silicium varie de — 0,001 à — 0,003 ; bien que vingt fois plus faible que pour les thermistances, il n'est cependant pas négligeable.

2° **Les couches limites doivent correspondre à un travail de passage important** afin que l'intérieur des grains intervienne le moins possible dans les propriétés de l'ensemble : on augmente parfois, par un traitement approprié des grains, l'épaisseur de leur couche limite.

3° **On s'efforce de limiter l'échauffement** des résistances non linéaires en adoptant des conditions convenables de fonctionnement.

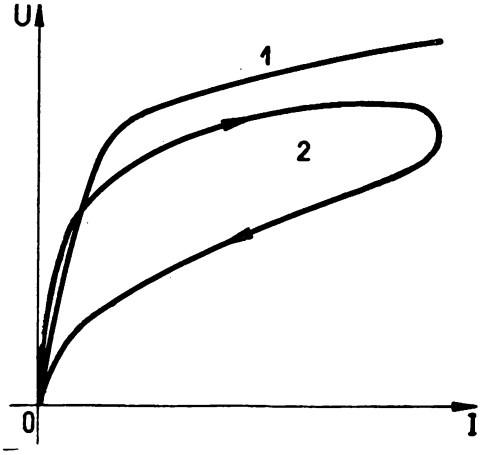


FIG. 16. — **Caractéristique tension-courant d'une résistance non linéaire.**

1. Caractéristique statique.
2. Caractéristique dynamique (impulsion).
La partie inférieure de la courbe 2 traduit l'échauffement (qui accroît la conductibilité).
(Trav. Prat., fasc. III, p. 10 et Oscillogrammes, p. 19.)

c) **APPLICATIONS DES RÉSISTANCES NON LINÉAIRES**

Parmi les principales, citons : régulation de tension ; modulation de courant ; parafoudres haute et basse tension ; protection contre les surtensions (interrupteurs, relais...).

Des recherches sont en cours pour améliorer les résistances non linéaires. Par exemple, en disposant entre les grains de petites particules isolantes à émission secondaire élevée, on espère rapprocher la forme de la caractéristique de la forme idéale.

D. — Cellules photoélectriques

La photoémission des semiconducteurs suit les lois générales et n'est pas particulièrement remarquable ; il est probable cependant qu'elle intervient dans l'émission de certaines photocathodes complexes.

Par contre, les semiconducteurs sont remarquables pour trois autres effets photoélectriques : la **photoconduction**, l'**effet photovoltaïque** et l'**effet photomagnétoélectrique** (ou effet Kikoin).

I. — LA PHOTOCONDUCTION DES SEMICONDUCTEURS PARAIT ÊTRE UN PHÉNOMÈNE GÉNÉRAL

a) **Définitions.** — Il est facile, avec une cellule photoconductrice d'un type répandu, de constater qu'un semiconducteur devient plus conducteur quand on l'éclaire. (Trav. Prat. Fasc. I, p. 95).

La photoconduction est un effet photoélectrique se manifestant par une diminution de la résistivité d'un corps irradié.

La photoconduction est encore appelée effet photoélectrique *interne* par opposition à la photoémission ou effet photoélectrique *externe*; toutefois, la sensibilité d'une cellule photoconductrice se définit comme pour un tube photoélectrique (photoémission) :

La sensibilité d'une cellule est le quotient du courant par le flux lumineux incident pour une tension donnée (unités : microampère par lumen ; ampère par lumen).

Des expériences récentes permettent de penser que tous les semiconducteurs sont photosensibles, certains dans le spectre visible, les autres dans l'infrarouge (§ *c*).

b) **Interprétation : des photons incidents libèrent une paire électron-trou ou un électron d'un centre donneur.**

L'énergie apportée par les photons incidents libère des porteurs de charge ; c'est surtout aux électrons, beaucoup plus rapides que les trous, que le semiconducteur doit la diminution de sa résistivité.

Les impuretés jouent un rôle fondamental ; elles libèrent des électrons sous l'action d'une énergie très faible, de l'ordre d'un dixième d'électron-volt, énergie d'un photon de longueur d'onde 12 microns (1) (infrarouge).

Dans le cas particulier des cellules au sulfure de cadmium, la sensibilité peut atteindre 10 ampères par lumen, soit 20 000 fois la sensibilité des cellules au sélénium. Ce phénomène serait dû à la neutralisation de la charge d'espace électronique par les trous piégés (p. 35) ; *si la durée de vie des trous vaut* k *fois le temps de transit de l'électron de la cathode à l'anode, pour un photon créant une paire électron-trou, la cellule est traversée par* k *électrons* (2).

Des impuretés convenables donnent des valeurs de k très supérieures à l'unité.

Le rendement quantique (chap. VIII, *Physique Électronique*) est énorme et atteint plusieurs milliers.

c) **Les cellules photoconductrices détectent et mesurent les radiations visibles et les radiations infrarouges** (fig. 17).

Les cellules photoconductrices utilisent un film de semiconducteur, de conductibilité variable avec l'éclairement ; l'accroissement de leur conductance est à peu près proportionnel au flux lumineux reçu.

Beaucoup de semiconducteurs sont sensibles aux radiations visibles, mais leur maximum de sensibilité se situe dans l'infrarouge.

---

(1) Rappelons la formule $V = \frac{1\,240}{\lambda}$ (volt, mμ) du chapitre VIII, *Physique Électronique*. (Voir aussi p. 32.)

(2) Dans ce cas le rôle des trous est analogue à celui des ions positifs dans un tube à gaz (chap. X). On construit couramment des cellules au sulfure de cadmium de sensibilité plus de 10 000 fois supérieure à celle des cellules au sélénium.

Matériau \ Sensibilité :	Gamme	λ du maximum
	(micron)	(micron)
Silicium (1)	0,50 à 1,00	0,80
Germanium	0,50 à 2,00	1,55
Séléniure de plomb	1,00 à 5,00	3,30
Sulfure de plomb	0,30 à 3,50	2,50
Tellurure de plomb	0,60 à 6,00	4,20
Antimoniure d'indium	visible à 8,00	6,00-6,50
Sulfure de cadmium	0,40 à 0,80	0,65

Enfin, on a trouvé récemment que des semiconducteurs sont sensibles à l'infrarouge de plusieurs dizaines de microns.

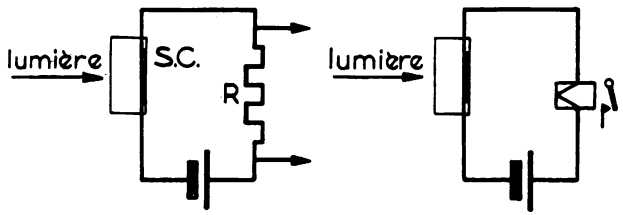


Fig. 17. — **Exemples d'emploi des cellules photoconductrices.**

a) On obtient aux bornes de *R* une tension modulée par un flux lumineux variable.

b) Certaines photorésistances (*SCd*) laissent passer, lorsqu'on les éclaire, un courant suffisant pour actionner directement un relais électromagnétique.

En résumé, les recherches modernes sur la photoconduction ont abouti à d'importants résultats théoriques et pratiques :

— *extension du domaine de longueurs d'onde dans lequel elle se manifeste ;*

— *extension à un grand nombre de semiconducteurs, si bien que la photoconduction apparaît comme une propriété générale des semiconducteurs ;*

— *découverte et mise au point de cellules photoconductrices beaucoup plus sensibles que les anciennes ; applications : photomètres, luxmètres, comptage, commandes automatiques, mesures dans l'infrarouge...*

d) Documentation. — Cellules au sulfure de cadmium.

On peut fabriquer à volonté des cellules de sensibilité donnée comprise entre 0,1 A/lm et 10 A/lm.

Par un choix convenable des impuretés (*activateurs*) introduites dans le sulfure de cadmium, on modifie dans le sens désiré leur *caractéristique spectrale*, en particulier la longueur d'onde correspondant au maximum (entre 0,5 et 0,8 μ). Parmi les activateurs les plus utilisés, citons l'*argent* et le *cuivre* dans la proportion d'un millième environ en masse. Ces cellules atteignent une fréquence de 10 000 hertz. On peut les obtenir :

(1) Spécification syndicale F. N. I. E., 031

— Par vaporisation simultanée du sulfure de cadmium et des activateurs, puis condensation sur une même paroi.

— Par chauffage d'un mélange de poudre de sulfure de cadmium et d'activateurs ; des broyages et des chauffages répétés font diffuser les activateurs dans le réseau cristallin du sulfure. On chauffe ensuite pendant quelques heures, vers 600° C, du sulfure de cadmium stœchiométrique au sein de la poudre précédente. Par ce procédé on obtient sans tâtonnements la composition désirée.

Électrodes. — Sur la pastille de sulfure de cadmium activé, on dispose deux électrodes métalliques (par projection au pistolet par exemple) en forme de deux peignes à dents intercalées (photo p. 40).

Sensibilité et inertie d'une cellule. — Nous avons vu que la sensibilité augmente avec la durée de vie des trous, c'est-à-dire avec le temps nécessaire aux pièges pour libérer les trous (p. 35). Il résulte de ce processus d'amplification du courant que *l'inertie de la cellule augmente avec la sensibilité*, d'où la nécessité d'un compromis ; ces cellules répondent aux fréquences acoustiques et peuvent lire les pistes sonores de films parlants.

En lumière modulée, la fréquence de coupure à 3 dB des cellules photoconductrices, des photodiodes et des phototransistors est du même ordre que celle des cellules photoélectriques à gaz, *donc inférieure à celle des cellules photoélectriques* à vide.

Les cellules au sulfure de cadmium commandent directement des relais robustes (peu sensibles) (T. P.fasc. I, p. 95) : commande automatique d'escaliers roulants, de portes...

Elles sont encore utilisées dans les photomètres, colorimètres, micromètres optiques... et, en raison de leur faible encombrement possible, à l'enregistrement de courbes. Ce sont des *capteurs*, c'est-à-dire qu'elles transforment des grandeurs de diverses natures en grandeur électrique.

e) **Photodiodes.**

Comme les cellules photoconductrices, elles se laissent traverser par un courant plus grand lorsqu'on les éclaire, mais elles utilisent les propriétés d'une jonction *PN* (fig. 18) à laquelle une source extérieure applique une tension inverse (fig. 23).

Les photons d'énergie $hf > E$ (énergie nécessaire pour libérer un électron) créent des paires électron-trou à une distance de la jonction plus petite que la longueur de diffusion L : le courant à travers la barrière est augmenté (p. 24).

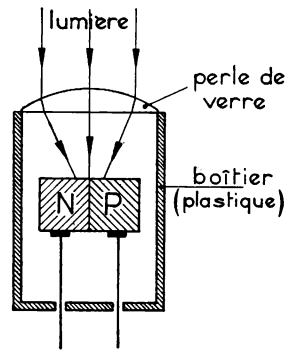


FIG. 18. — **Photodiode.**

Le courant d'obscurité correspond au courant inverse normal de la jonction. La sensibilité est supérieure à celle des photocathodes ; les photodiodes n'occupent que quelques millimètres cubes et sont robustes d'où leur développement considérable dans le contrôle industriel.

REMARQUE. — Des photodiodes spéciales permettent de mesurer l'énergie des rayons α.

EXEMPLE. — *Photodiode* OAP 12. *Au germanium, à jonction* PN *par alliage; surface sensible de* 1 mm^2 *sur laquelle une optique d'entrée (petite perle de verre) concentre la lumière.*

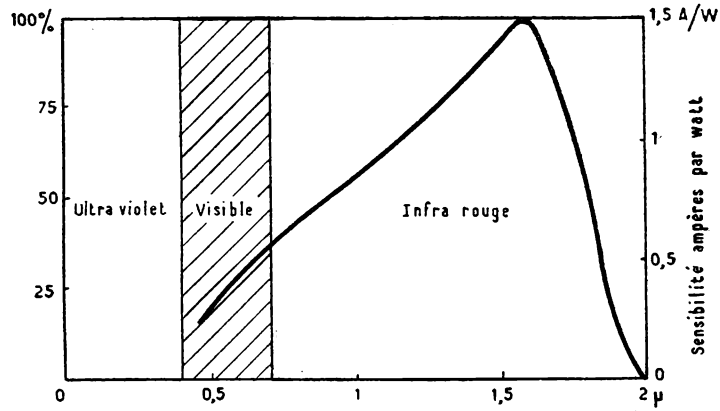


FIG. 19. — **Réponse spectrale.**

Le seuil est à 2 µ, avec un maximum de 1,55 µ et sensibilité au spectre visible (fig. 19) ; la sensibilité est supérieure à 5 µA/100 lux avec une lampe à filament de tunsgtène. Nous avons trouvé, sous une tension — *Vc* de quelques volts, un courant d'obscurité de 5 µA.

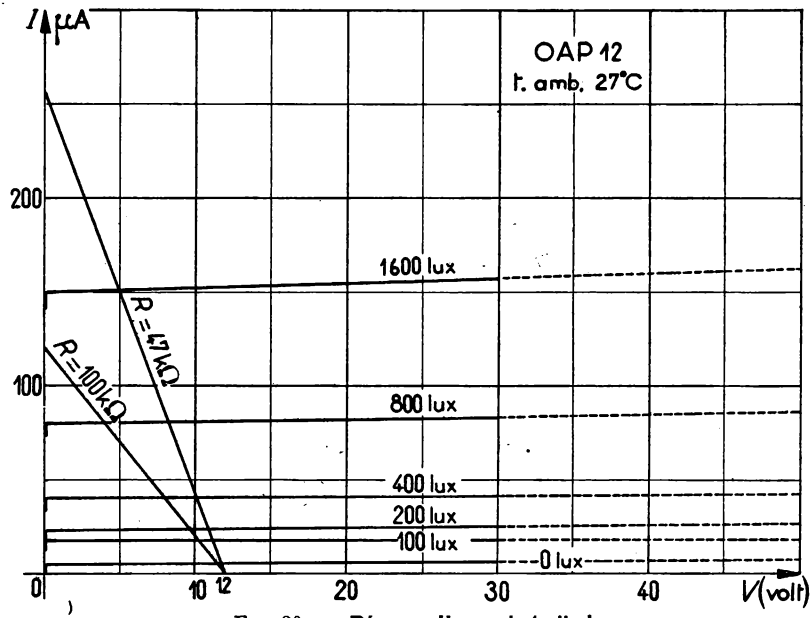


FIG. 20. — **Réseau d'une photodiode.**

On peut vérifier que le courant (de saturation) est proportionnel à l'éclairement donc au flux lumineux reçu par la cellule.

Sous — Vc = 20 V, 600 lux produisaient un courant de 45 μA correspondant à une sensibilité de 7 à 8 μA/100 lux.

Puissance maximale dissipable 30 mW. Longueur 9 mm ; diamètre 3 mm.

La figure 20 donne le réseau courant-tension avec l'éclairement en paramètre (document *La Radiotechnique*) ; elle indique en outre les courants en fonction de l'éclairement pour deux charges (47 kΩ et 100 kΩ) et une tension d'alimentation de 12 V.

f) **Phototransistors.**

La jonction de collecteur joue le rôle d'une photodiode, et le courant obtenu est amplifié par l'*effet transistor*. On fait ainsi l'économie d'un étage d'amplification.

Pour le courant d'obscurité et le courant photoélectrique, voir p. 111.

2. — LES CELLULES PHOTOVOLTAÏQUES SONT D'EMPLOI FACILE

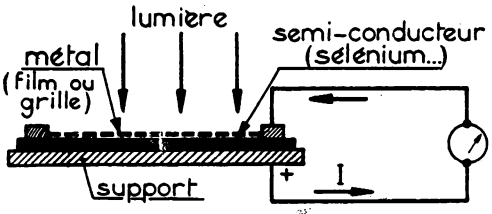


FIG. 21. — **Cellule photovoltaïque.**
Synonymes : photopile ; cellule à couche d'arrêt.

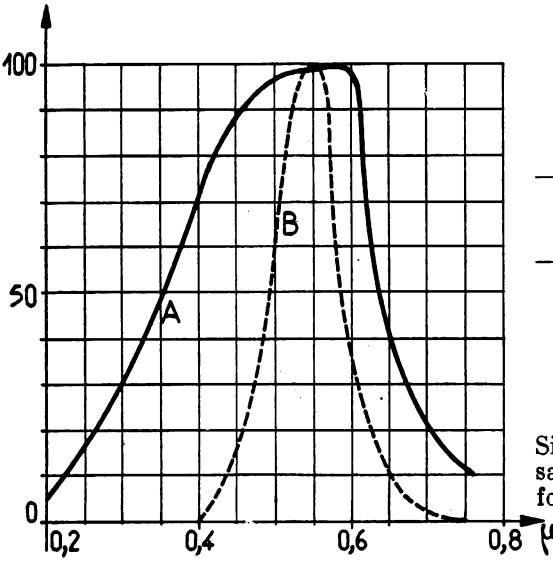


FIG. 22. — **Sensibilité d'une cellule photovoltaïque (A) et de l'œil (B),** en pour cent du maximum.

a) **Expérience et définition.** — On peut expérimenter avec un luxmètre dont on sépare la cellule de l'appareil indicateur, simple microampèremètre de faible résistance gradué en lux.

Cette cellule comporte un semi-conducteur, sélénium généralement, formant un mince revêtement sur un support métallique (acier doux) ; une couche de métal, très mince et transparente, recouvre le semi-conducteur (fig. 21).

Relions un millivoltmètre aux fils de sortie ; nous constatons facilement que :

— placée dans l'obscurité, la cellule ne produit aucune force électromotrice ;

— éclairée, la cellule fournit une force électromotrice de l'ordre du dixième de volt qui croît avec le flux lumineux incident. Les électrons passent à l'intérieur de la cellule du semiconducteur dans le métal.

Si l'on dispose des moyens nécessaires, on pourra constater que la force électromotrice est à peu près proportionnelle à ce flux.

On appelle effet photovoltaïque l'effet photoélec-

trique qui se manifeste par l'apparition d'une force électromotrice au contact entre un métal et un semiconducteur (ou entre deux semiconducteurs de types opposés).

b) **Interprétation.** — Au contact entre le métal et le semiconducteur existe une barrière de potentiel (chapitre précédent) ; d'autre part, les photons incidents libèrent des porteurs. Or la barrière s'oppose seulement au passage dans le métal des porteurs majoritaires ; **les porteurs minoritaires traversent la barrière, d'où apparition d'une force électromotrice.**

c) **Applications.** — Les cellules photovoltaïques ou photopiles utilisent généralement le *sélénium*, mais parfois le *sulfure de thallium* ou le *sulfure de plomb*. Elles ne nécessitent pas de source de tension ; ce sont les cellules les plus faciles à utiliser.

En particulier, on les emploie dans des appareils portatifs (luxmètres, posemètres...) auxquels on ne demande qu'une précision médiocre.

Leur sensibilité passe par un maximum pour une certaine longueur d'onde (fig. 22).

d) **Cellules photovoltaïques à jonction *PN*. Batteries solaires.**

On obtient des rendements très supérieurs en remplaçant le contact métal semiconducteur par une jonction *PN*.

Comme dans une photodiode, la lumière engendre des porteurs à une distance de la jonction très inférieure à la longueur de diffusion, mais on n'applique pas de tension extérieure : les porteurs minoritaires qui atteignent la jonction sont accélérés par le champ électrique (ch. I) et la traversent, créant ainsi une *f. e. m.* (fig. 23) ; le silicium *P* constitue donc le pôle positif.

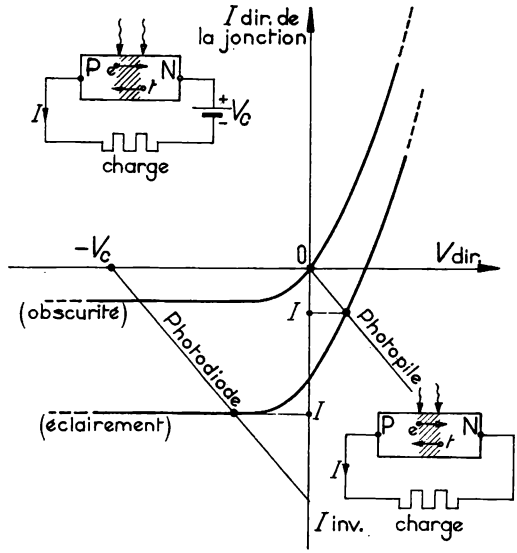


FIG. 23. — **Droites de charge d'une photopile et d'une photodiode.**

Dans les deux cas le courant *I* est un courant inverse de la jonction.

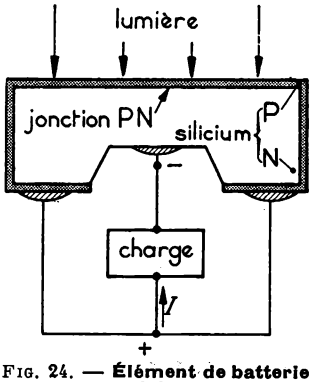


FIG. 24. — **Élément de batterie solaire.**

Les batteries solaires au silicium (fig. 24) comportent une plaquette de silicium *N* recouverte d'une très mince couche (quelques μ) de silicium *P* obtenu par diffusion.

On montre que le maximum de puissance est obtenu avec des semiconducteurs pour lesquels E (énergie d'activation intrinsèque) est comprise entre 1 et 1,6 eV de sorte que le silicium ($E = 1{,}1$ eV) convient bien.

Le rendement de conversion de l'énergie solaire, avec les photopiles au silicium, s'est élevé de 6 % (1955) à 14 %. La théorie prévoit des rendements supérieurs avec $G_a\ A_s$ ($E = 1{,}3$) et $C_d\ T_e$ ($E = 1{,}4$).

3. — DOCUMENTATION — EFFET PHOTOMAGNÉTOÉLECTRIQUE OU EFFET KIKOIN

Expérience. — Une plaque d'un semiconducteur (germanium) est éclairée :

— en l'absence d'un champ magnétique, aucune tension n'existe entre les points A et B (fig. 25) ;

— le champ magnétique étant établi, on constate l'existence d'une tension entre les points A et B (effet photomagnétoélectrique).

La tension de Kikoin est proportionnelle au flux lumineux incident, au champ magnétique et à la hauteur l *du spécimen ;* **elle est inversement proportionnelle à la densité des porteurs** *et à l'épaisseur du spécimen (comptée parallèlement à la direction de la lumière).*

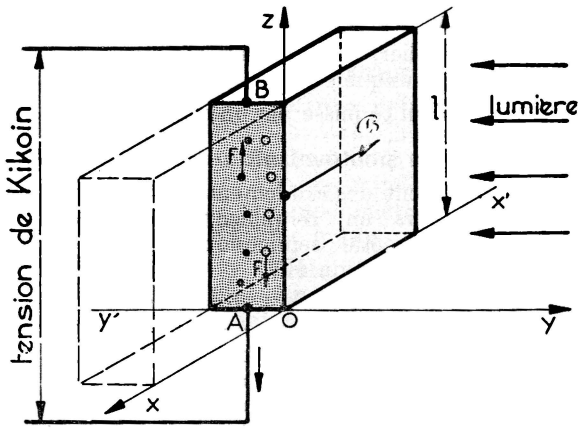


FIG. 25. — **Effet photomagnétoélectrique.**

Règle des trois doigts de la main droite : *lumière* (pouce), *champ* (index), *tension* obtenue (majeur replié).

Interprétation. — La lumière est absorbée par une épaisseur du semiconducteur de l'ordre du micron, avec création de paires électrons-trous qui diffusent immédiatement vers l'intérieur :

— en l'absence de champ, les électrons et les trous diffusent ensemble et disparaissent par recombinaison entre eux ;

— le champ exerce sur les trous et les électrons qui se déplacent dans le même sens (OY') des forces de sens opposés, d'où séparation des porteurs et production d'une tension.

EXEMPLE. — Un spécimen de **germanium** d'épaisseur 1 mm, de hauteur $l = 1{,}5$ cm a une résistivité $\rho = 10$ Ωcm ; dans un champ de 2000 gauss et pour un flux incident de 10^{15} photons par centimètre carré et par seconde (soit quelques dizièmes de lumen), ce spécimen a produit une tension de Kikoin de 0,21 mV.

L'effet Kikoin constitue un moyen d'étude des semiconducteurs (détermination de la durée de vie des porteurs minoritaires).

E. — Effets thermoélectriques

Ce sont l'effet thermoélectrique proprement dit ou effet Seebeck et l'effet Peltier ; connus depuis longtemps pour les métaux, pour lesquels ces effets sont faibles, ils laissent entrevoir d'importantes applications avec les semiconducteurs et font l'objet d'actives recherches.

1. — EFFET SEEBECK

a) **Définition.** *Production d'une* f. é. m. *due à la différence des températures aux deux contacts entre deux métaux différents, deux semiconducteurs ou un métal et un semiconducteur appartenant à un même circuit.*

Les couples formés de deux métaux sont très utilisés pour la mesure des températures ; leur *f. e. m.* est de quelques microvolts par degré.

Les couples métal-semiconducteurs peuvent atteindre 200 μV/° C.

b) **Le sens de la *f. e. m.* dépend du type, *P* ou *N*, du semiconducteur** (fig. 26). Il en résulte un procédé rapide pour déterminer le type d'un semiconducteur.

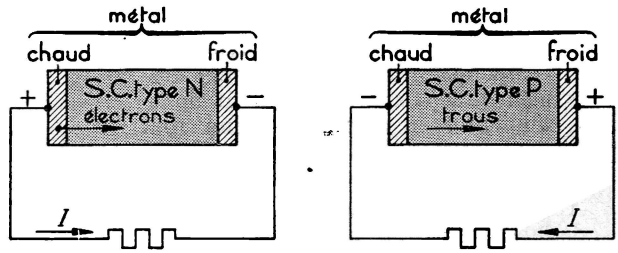


FIG. 26. — **Effet Seebeck.** Le métal **froid** constitue le pôle de même signe que les porteurs du semiconducteur.

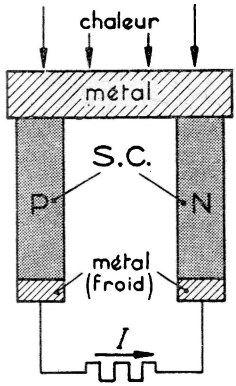


FIG. 27. — **Pile thermoélectrique métal-semiconducteur.** Les deux types de la figure 26 sont disposés en série.

c) **Applications.**

Les couples à semiconducteurs sont très sensibles au rayonnement et font d'excellents détecteurs pour l'infrarouge et les ondes hertziennes de très haute fréquence. Pour la mesure des températures, on ne peut les utiliser que dans un intervalle peu étendu.

Mais leur principale application pourrait être à l'avenir la conversion directe de l'énergie calorifique en énergie électrique par les piles thermoélectriques (fig. 27). Parmi les semiconducteurs les meilleurs pour cet usage, citons les séléniure et tellurure de bismuth et ceux d'antimoine. Le rendement semble atteindre 10 % dans les meilleurs cas. *Notons que le semiconducteur* P *correspond au pôle plus.*

2. — EFFET PELTIER (1834)

a) **Définition.** *Dégagement ou absorption de chaleur produit par le passage d'un courant à travers le contact de deux métaux ou d'un métal et d'un semiconducteur* (fig. 28).

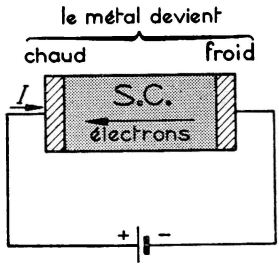


FIG. 28. — **S. C. type N.**

Pour les applications, le contact métal-semiconducteur est le plus important (tellurure de bismuth $B_{i_2} T_{e_3}$).

b) **Interprétation du phénomène.** La température d'un corps correspond à l'énergie moyenne des particules constituantes. Un corps qui perd des particules d'énergie supérieure à l'énergie moyenne se refroidit. Les électrons qui franchissent une barrière de potentiel sont ceux qui possèdent la plus grande énergie : le métal qui perd des électrons dans le semiconducteur se refroidit, l'autre s'échauffe.

Il est nécessaire que le semiconducteur présente un pouvoir thermoélectrique élevé, une faible résistivité électrique (d'où peu de pertes Joule) et une conductivité thermique faible.

c) **Application.** On construit des modules à effet Peltier (fig. 29) comportant jusqu'à plusieurs dizaines de couples ; ils permettent d'obtenir une différence de température de 50 à 70° C entre les deux faces, suivant la température ambiante. Ce sont des éléments polarisés, qu'il faut donc alimenter en courant continu (on peut inverser le courant pour dégivrer la face froide).

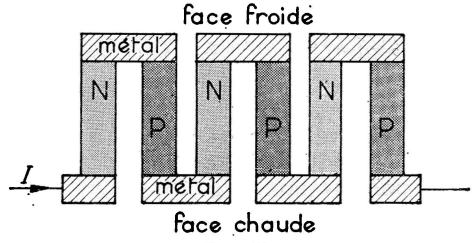


FIG. 29.

Applications : platines refroidissantes de laboratoire pour analyses, référence de 0° C par équilibre glace-eau pour étalonnage de couples thermoélectriques... Des réfrigérateurs expérimentaux fonctionnent sur ce principe, mais leur prix n'est pas encore compétitif.

EXERCICES DU CHAPITRE II

1. On désire constituer un pont redresseur par des éléments au sélénium ayant chacun une surface utile de 100 cm². Ce redresseur sera alimenté par la tension du réseau : $U = 120$ volts, et devra fournir 25 ampères. La densité de courant devra être inférieure à 0,1 A/cm² et la tension inverse de crête par élément inférieure à 45 volts. Calculer :

1° le nombre d'éléments à disposer en série ;
2° le nombre de séries à disposer en parallèle.

Réponses : 1° 4 ; 2° 2.

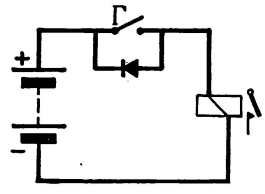


FIG. 30.

2. Expliquer comment, dans le circuit de la figure ci-contre, le redresseur au sélénium protège le contact Γ lors de l'ouverture.

(Faire intervenir la capacité instantanée des redresseurs à plaques : par exemple jusqu'à 3 μF pour une plaque de 1 dm².)

3. Une thermistance a fourni les résultats suivants :

t (° C) :	150	175	200
R (Ω) :	86	45	28

On monte cette thermistance en parallèle avec une résistance métallique ρ de coefficient de température $\alpha = 0{,}006$ pratiquement constant entre 0 et 200° C : la résistance équivalente r est alors la même à 150° et à 200° C.

1° Quelles sont, à 150°, les valeurs de ρ et r ?
2° Calculer, pour la température de 175° :
— la résistance équivalente r ;
— la variation relative de r par rapport à la valeur de r à 150° ;
comparer à la variation entre 150° et 175° d'une résistance de valeur r faite avec le même métal que la résistance ρ. Conclusion.

Réponses : 1° 5,65; 5,30. 2° 5,37; 1,3 %; 8 %.

4. Un pont de mesure de température comporte trois résistances identiques ρ en constance et une thermistance R valant $R_1 = 425$ ohms à 100° C et $R_2 = 86$ ohms à 150° C.

La pile a une f. é. m. $E = 1{,}2$ volt ; sa résistance intérieure est négligeable, ainsi que celle du milliampèremètre à zéro médian ; le courant ne modifie pas sensiblement la température de la thermistance.

On désire que l'extrémité gauche de l'échelle du milliampèremètre corresponde à 100° C et l'extrémité droite à 150° C.

Calculer :
1° La valeur de ρ pour laquelle la condition précédente est réalisée.
2° La valeur maximale du courant dans le milliampèremètre.
3° La résistance de la thermistance à 125° C et la position de l'aiguille sur le cadran.
4° La température à laquelle l'aiguille coïncide avec le zéro médian.

Réponses : 1° $\rho^2 + (R_1 + R_2)\rho - 3R_1R_2 = 0$; $\rho = 163\ \Omega$; 2° 1,35 mA.

5. On se propose de mesurer la puissance P fournie à une charge R_c par un câble coaxial (conducteur extérieur A, conducteur central B) alimenté par la source haute fréquence e, de résistance r en courant continu. La charge est remplacée par la thermistance Th dont la résistance prend, à une certaine température, la valeur R_c.

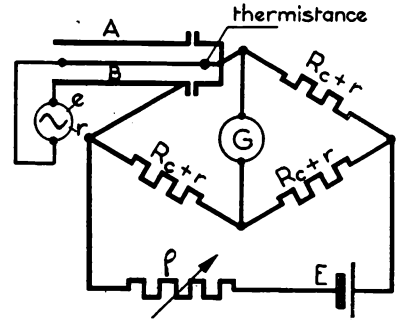


FIG. 31.

On insère ce montage dans un pont de Wheatstone dans lequel les trois autres branches ont pour résistance $R_c + r$ (fig. 31).

On fait les deux opérations suivantes :

1° Sans apport d'énergie H. F., on réalise l'équilibre du pont en donnant à la résistance ρ la valeur ρ_1.

2° La source H. F. fournit la puissance P à mesurer ; on équilibre de nouveau le pont en donnant à ρ la valeur $\rho_2 > \rho_1$.

Trouver l'expression de P en fonction de r, R_c, ρ_1, ρ_2 et E.

Réponse : $P = \dfrac{R_c E^2}{4}\left[\dfrac{1}{(R_c + r + \rho_1)^2} - \dfrac{1}{(R_c + r + \rho_2)^2}\right]$.

6. Le courant dans une résistance non linéaire est donné en fonction de la tension U par l'expression $I = KU^n$ (mA ; V).

Deux mesures ont donné : pour 25 volts : 2 mA et pour 43 volts : 14 mA.

1° Trouver les valeurs de K et n.

2° Tracer la caractéristique I (U) de cette résistance non linéaire entre 0 et 50 volts.

3° Tracer les courbes représentant les variations de la résistance $R = U/I$ et de la résistance différentielle $R_d = \frac{dU}{dI}$ en fonction de U.

4° Le courant ayant la valeur 14 mA, on le fait varier de 10 %. Quelle est la variation relative de la tension ?

5° La tension ayant la valeur 43 volts, on la fait varier de 3 %. Quelle est la variation relative du courant ?

Réponses : 1° $K = 1{,}92 \cdot 10^{-5}$; $n = 3{,}59$. 4° $\approx 2{,}8$ %. 5° $\approx 10{,}8$ %.

7. Le courant, dans une résistance non linéaire R, est 14 mA sous 43 V et 8 mA sous 38 volts.

1° Quelles sont les valeurs de K et n pour cette région d'utilisation ? ($I = KU^n$).

2° On monte R en série avec une résistance fixe r et une source de courant continu de résistance intérieure négligeable, de f. é. m. E telle que la tension U aux bornes de R soit voisine de 40 volts.

a) Montrer que U est une tension stabilisée.

b) Exprimer la variation relative de U en fonction de dE/E, n, r et R.

Application : $r = 6\,000\ \Omega$; $dE/E = 10$ %.

3° Entre quelles limites peut varier E lorsque U doit rester compris entre 38 et 43 volts.

Réponses : 1° $K = 5{,}58 \cdot 10^{-7}$; $n = 4{,}53$. 2° $\frac{dU}{U} = \frac{dE}{E} \times \frac{R + r}{R + nr}$; 3,13 < 3,2 %. 3° 86 V ; 127 V.

8. Au-dessus de 50 mV, la f. é. m. E d'une cellule photovoltaïque est représentée, en fonction de l'éclairement e en lux, par la figure 32.

1° Trouver l'expression de E en fonction de e (E en mV ; e en lux).

2° Sachant que pour $e = 500$ lux la résistance apparente de la cellule est $r = 300$ ohms, tracer la courbe représentant la variation de la puissance utile RI^2 en fonction de la résistance R du circuit extérieur, R variant de 0 à 1 000 ohms.

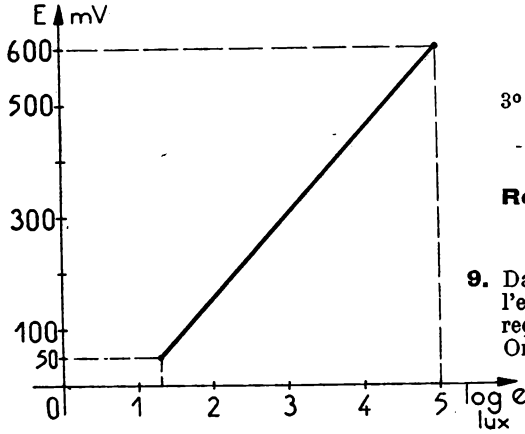


FIG. 32.

3° Pour $e = 3\,000$ lux, la résistance de la cellule n'est plus que $r' = 60\ \Omega$. Calculer la nouvelle valeur du maximum de la puissance utile.

Réponses : 1° $E = 150 \lg e - 150$. 2° Maximum pour $R = 300\ \Omega$. 3° 0,57 mW.

9. Dans l'exemple numérique indiqué pour l'effet Kikoin, le cristal de germanium reçoit 10^{15} photons par seconde.

On suppose la lumière incidente monochromatique, et de longueur d'onde 0,55 micron (qui correspond au maximum de sensibilité de l'œil) ; on rappelle que cette radiation transporte 0,0016 watt par lumen. Trouver le flux lumineux reçu, dans ces conditions, par le cristal.

On donne : constante de Planck, $h = 6{,}6 \cdot 10^{-34}$ joule-seconde.

Réponse : $\Phi = 0{,}225$ lm.

NOTE
DIODES AU SILICIUM : REDRESSEMENT DE GRANDE PUISSANCE

1. — L'INDUSTRIE CONSOMME, SOUS FORME DE COURANT CONTINU, 20 % DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE TOTALE

Les applications essentielles des redresseurs de puissance concernent l'électrolyse et l'électrochimie, la traction (sous-stations et locomotives), l'alimentation de moteurs à courant continu pour l'entraînement de machines à vitesse variable.

Les groupes moteur-dynamo et les commutatrices ont disparu devant les redresseurs à vapeur de mercure, toujours utilisés pour les tensions élevées ; le redresseur au sélénium conserve ses partisans pour les puissances moyennes, en basse tension ; les diodes au silicium se sont imposées pour les tensions de quelques dizaines à quelques centaines de volts, éliminant le convertisseur à contacts. Enfin, une nouvelle étape s'accomplit actuellement avec le thyristor (chap. V, et surtout 3e partie), qui élimine peu à peu les redresseurs à vapeur de mercure.

2. — LES REDRESSEURS A SEMICONDUCTEURS PRÉSENTENT DE NOMBREUX AVANTAGES SUR LES CONVERTISSEURS ROTATIFS ET MÊME SUR LES REDRESSEURS A VAPEUR DE MERCURE

— Absence de pièces mobiles, sujettes à usure, donc sécurité de fonctionnement et durée accrues, surveillance et entretien réduits ainsi que le stock de pièces de rechange.

— Mise en service immédiate, sans manœuvre préalable.

— Fonctionnement dans un large intervalle de températures, aussi bien au-dessous qu'au-dessus de la température ambiante.

— Grande souplesse pour constituer des unités de toutes puissances par couplage en série et en parallèle d'un *type unique* de diode, ce qui permet la fabrication en grande série de ces diodes.

— Rendement excellent, supérieur à tous les autres types de convertisseurs et redresseurs, à l'exception toutefois du convertisseur à contacts (en voie de disparition).

3. — LE SILICIUM ÉLIMINE ACTUELLEMENT LE GERMANIUM EN RAISON DE PLUSIEURS AVANTAGES

— Température de fonctionnement supérieure, d'où économie sur les dispositifs d'évacuation des pertes.

— Tension inverse nominale plus grande avec pour conséquence un rendement supérieur (sauf au-dessous de 100 volts, en raison de la chute directe plus faible de la diode au germanium).

— Puissance volumique plus élevée.

— Courant inverse plus faible.

Toutefois les redresseurs au silicium :

— n'ont qu'une *faible capacité de surcharge* ; il faut donc les dimensionner pour la plus forte pointe de charge de l'installation qu'ils alimentent ;

— sont sensibles aux surtensions élevées, même de courtes durées.

Il faut donc les protéger contre les surintensités et les surtensions ; on a pu dire qu'un redresseur au silicium vaut ce que valent ses dispositifs de protection : fusibles, disjoncteurs ultra-rapides, court-circuiteurs.

4. — DONNÉES NUMÉRIQUES

Les diodes les plus utilisées pour les redresseurs de grande puissance sont du type 200 ampères-600 volts : le courant continu moyen nominal est 200 ampères ; la tension inverse nominale de service est 600 volts (essais sous 1 200 volts, d'où un coefficient de sécurité égal à 2).

En monophasé, le pont est seul utilisé en raison de ses avantages. A partir du réseau triphasé, on emploie deux montages :

— redresseurs hexaphasés à deux secondaires triphasés couplés par bobine d'absorption (1) ;

— couplage en pont de Graëtz (redressement triphasé double alternance).

Ce montage permet de réaliser, par rapport au précédent, l'économie de la bobine d'absorption et 20 % du prix du transformateur, de plus faible dimensionnement.

Les figures 1 et 2 représentent une diode de grande puissance (DS 200 ; Brown-Boveri ; 200 ampères-600 volts), sa caractéristique directe et inverse. Le lecteur vérifiera sur cette caractéristique que la tension de seuil est $V_0 \approx 0{,}7$ volt et que la résistance dynamique directe, entre 0 et 600 ampères est : $R_D \approx 0{,}0008$ ohm.

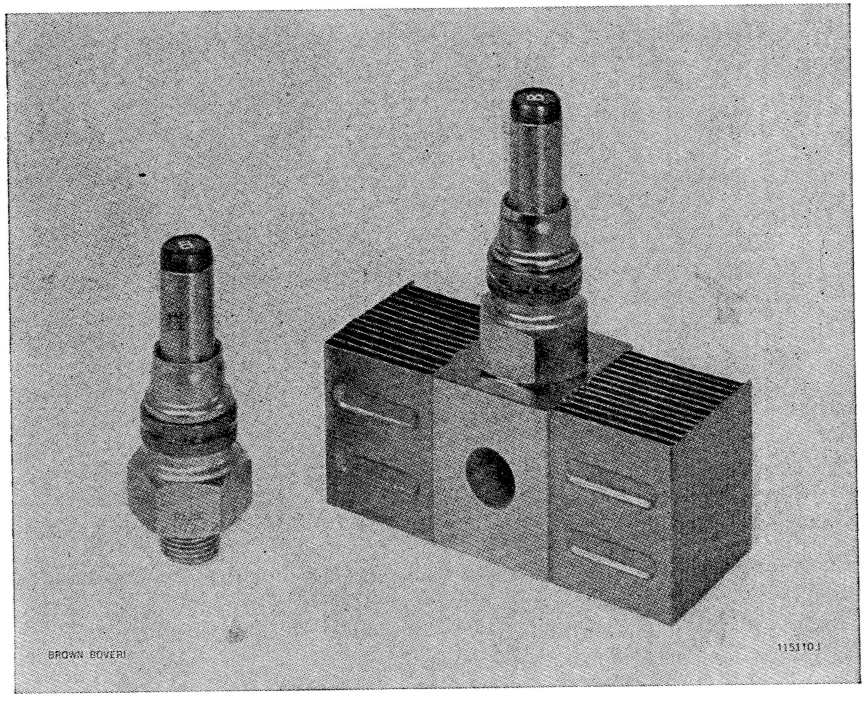


FIG. 1. — Diode au silicium.

La chute directe instantanée est :

$$v_D = V_0 + R_D i_D ;$$

les pertes directes sont donc, pour une cellule :

$$p_D = V_0 I_{moy} + R_D I_{eff}^2.$$

Par exemple, une diode débite : $I_{moy} = 200$ ampères dans un pont triphasé fournissant 600 ampères ; on a alors :

$$I_{eff} = \frac{600}{\sqrt{3}} = 347 \text{ ampères.}$$

$$p_D = 0{,}7 \times 200 + 8 \,.\, 10^{-4} \times 347^2 = 140 + 96 = 236 \text{ watts.}$$

Les pertes inverses sont de l'ordre de 1 % de p_D, de sorte que les pertes totales peuvent être évaluées à $p = 240$ watts, valeur admise industriellement.

Notons qu'en charge normale, les pertes correspondent surtout à I_{moy} ; il est aisé de voir qu'en cas de forte surcharge elles correspondent surtout à I_{eff}.

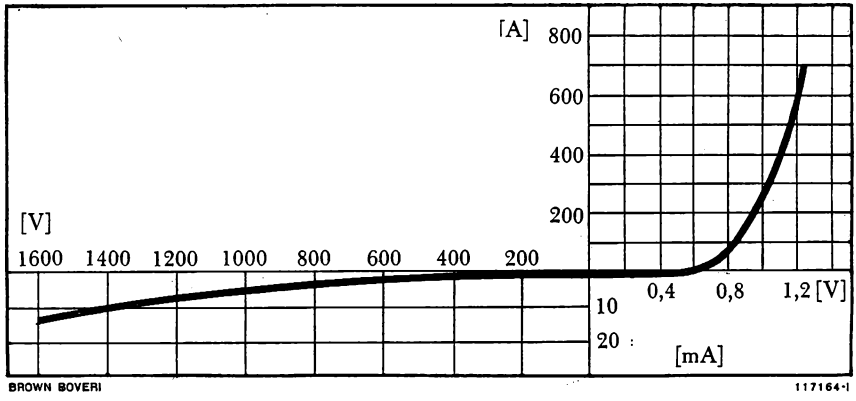
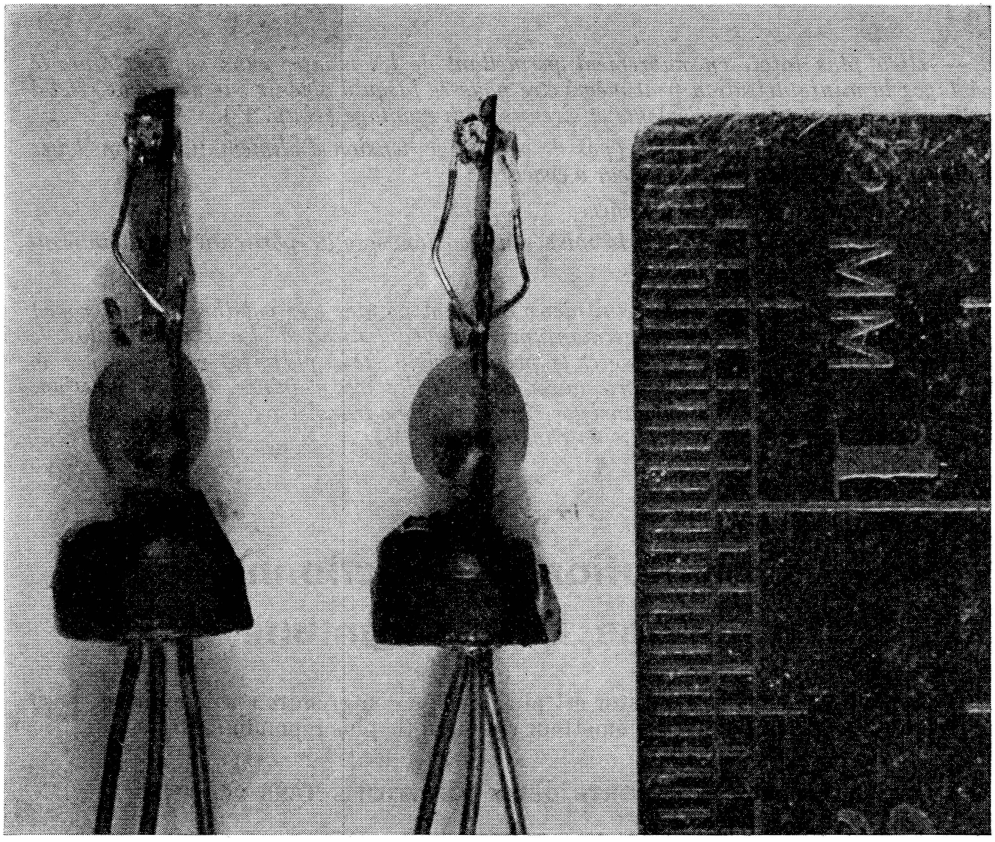


FIG. 2.

(1) Voir MOUNIC, *Redressement, Ire Partie.*



Cliché de l'auteur.

Transistor de petite puissance, à jonctions par alliage (2 vues).
La plus petite des deux protubérances (*à droite*) correspond à l'émetteur ; la plus grosse au collecteur.

III. — TRANSISTOR A JONCTIONS

La découverte du **transistor** *(1948) est la plus révolutionnaire de l'électronique depuis celle de la triode (1907).*

Les transistors sont des éléments amplificateurs a semiconducteurs, qui ont remplacé les tubes à vide avec comme avantages sur ceux-ci :

— Bien plus faible encombrement permettant de les monter sans support dans le câblage; la miniaturisation peut même être poussée jusqu'à obtenir sur un même cristal extrêmement petit tous les éléments et circuits d'un montage (chap. V).

— Consommation plus faible (pas de chauffage, tension d'alimentation de quelques volts seulement), donc peu de chaleur à évacuer.

— Robustesse et durée très grandes.

— Fonctionnement stable dès la mise sous tension, qualité particulièrement intéressante pour les appareils de mesure.

Le transistor à pointes comportait deux diodes à pointes très voisines (50 microns) ayant en commun le cristal de germanium; le courant direct de l'une commandait le courant inverse de l'autre. Découvert le premier, il a été rapidement remplacé par le transistor à jonctions qui comporte aussi deux diodes très voisines, mais à jonction. Dans tout le chapitre, le terme transistor signifiera donc transistor à jonctions, à ne pas confondre avec le transistor à effet de champ (chap. V).

A. — Constitution et fonctionnement : montage base commune

Le fonctionnement du transistor est plus facile à comprendre sur le montage base commune que sur le montage émetteur commun (le plus répandu : § B).

I. — UN TRANSISTOR COMPORTE DEUX JONCTIONS TRÈS VOISINES

a) Émetteur, base, collecteur.

Un transistor est formé d'un petit monocristal de semiconducteur — germanium ou silicium — dans lequel sont réalisées deux jonctions très voisines,

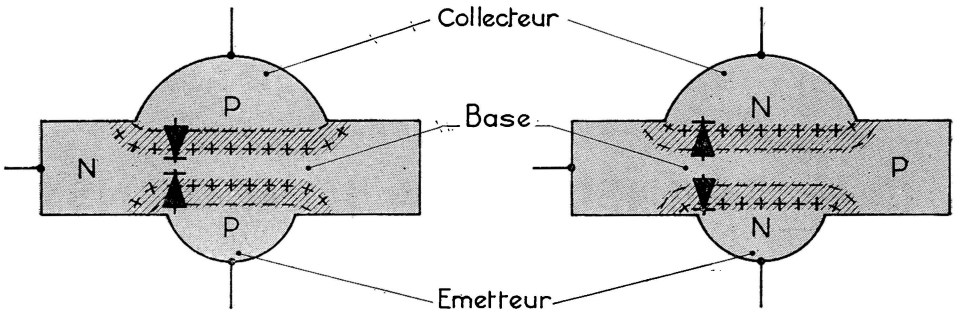


FIG. 1. — **Transistor PNP et transistor NPN.**

Les schémas des diodes indiquent les sens passants des jonctions. La **base** constitue : les deux cathodes de ces diodes pour un transistor PNP ; les deux anodes pour un transistor NPN.

distantes d'environ 50 microns ; deux régions de même type de conductibilité, l'émetteur et le collecteur, sont séparées par une très mince région de type opposé, la base. Il existe donc des transistors PNP et des transistors NPN (fig. 1 et 2).

Nous savons (chap. I § D) qu'une jonction PN est une soupape (diode à jonction) : on peut donc considérer un transistor comme deux diodes très voisines et en opposition.

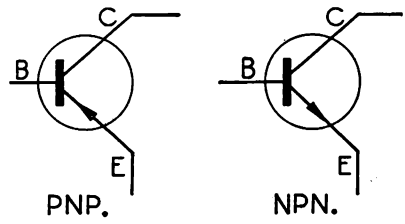


FIG. 2. — **Symboles des deux types de transistors à jonctions.**

b) Montage base commune.

Pour faire des mesures sur chacune de ces diodes, il est indispensable de réaliser le montage base commune (fig. 3). Comme pour un tube, il existe deux autres montages : émetteur commun (le plus utilisé dans les applications) et collecteur commun (schémas fonctionnels p.112).

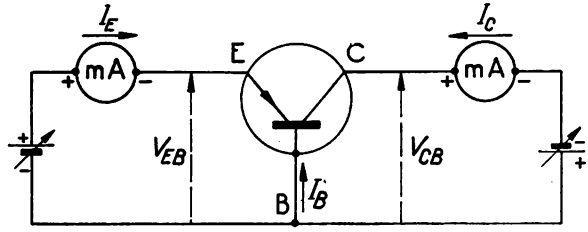


FIG. 3. — **Montage base commune.** Il permet d'étudier l'action d'une jonction sur l'autre. Avec les conventions adoptées, pour un transistor **PNP** : $I_E > 0$, I_B et $I_C < 0$.
Pour un transistor NPN tous les signes (tensions, courants, appareils de mesure) doivent être inversés.

Nous considérerons, pour les expériences et le fonctionnement, un transistor PNP au germanium : OC 70 par exemple.

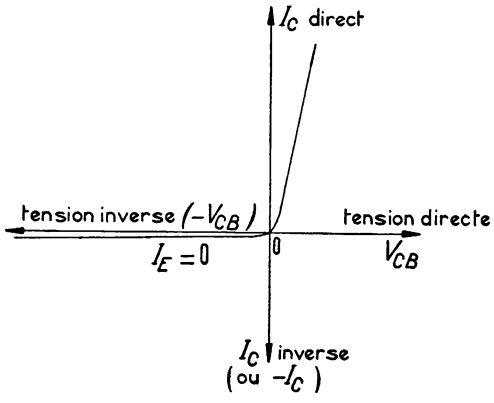


FIG. 4.
Caractéristique de la diode collecteur-base.

c) Diode collecteur-base.

Nous constatons sur la figure 4 que la caractéristique de la diode collecteur-base (émetteur ouvert, $I_E = 0$) a l'allure habituelle d'une caractéristique de diode.

Le courant inverse I_{CBO} de collecteur, pour $I_E = 0$, est appelé courant *résiduel* (à émetteur ouvert). *Comme le courant inverse d'une diode, le courant résiduel :*

— *est pratiquement indépendant de la tension au-dessus de quelques dixièmes de volt ;*

— *croît très rapidement avec la température.*

2. — LE COURANT DIRECT D'ÉMETTEUR PRODUIT UNE TRANSLATION VERTICALE DE LA CARACTÉRISTIQUE DE LA DIODE COLLECTEUR-BASE

a) Le courant de collecteur croît avec le courant d'émetteur.

Si nous recommençons les mesures de la figure 3 avec un courant d'émetteur différent de zéro, $I_E = 1$ mA par exemple, tout se passe comme si la caractéristique précédente descendait de presque 1 mA. Elle s'abaisse d'un peu moins de 2 mA si l'on opère avec un courant constant $I_E = 2$ mA, etc. (fig. 5). Cette translation est comparable à la translation constatée pour la photodiode (p. 64) et s'expliquera de façon analogue.

Les mesures montrent que le courant inverse de la diode collecteur-base augmente proportionnellement au courant direct de la diode émetteur-base :

$$|I_C| = \alpha I_E + |I_{CBO}| \text{ avec } \alpha \sim 0{,}97 \text{ à } 0{,}995.$$

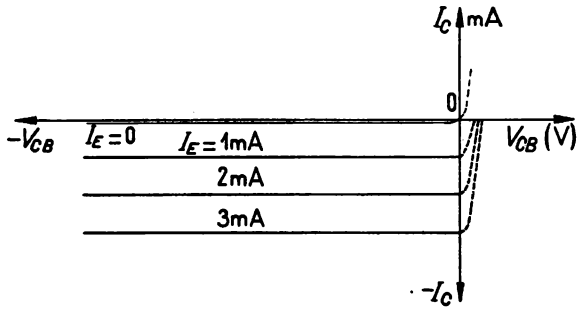


FIG. 5. — **Translation de la caractéristique de la diode collecteur-base produite par le courant d'émetteur.**

Comparer à la photodiode (p. 65) : le paramètre I_E remplace le flux lumineux.

Pour certains transistors, le gain en courant (1) α atteint jusqu'à 0,997.

C'est la propriété fondamentale du transistor, ayant pour conséquence les deux applications ci-dessous (§ b et c).

Pour les deux types — PNP, NPN — on a, avec les conventions de signes des figures 3 et 8 :

$$\boxed{I_C = -\alpha I_E + I_{CBO};} \qquad \alpha > 0.$$

b) Fonctionnement du transistor par tout ou rien : commutation.

Pour $I_E = 0$, on a $-I_C = I_{CBO}$, très petit : on dit que le transistor est *bloqué*. Un récepteur, par exemple un relais, traversé par le courant de collecteur ne fonctionne pas ; il fonctionne au contraire si un générateur de commande envoie un courant I_E dans la diode émetteur-base. Notons que l'état $I_C = I_{CBO}$ dépense extrêmement peu de puissance. Il existe des transistors spéciaux pour les applications à la commutation et à la commutation rapide.

c) Amplification de puissance et de tension (fig. 6). Toute variation ΔI_E du courant d'émetteur produit la variation $|\Delta I_C| = \alpha \Delta I_E \approx \Delta I_E$. « L'amplification » en courant $\frac{|\Delta I_C|}{\Delta I_E} = \alpha$ est un peu inférieure à 1 (dans le montage base commune seulement) ; pourtant, avec une charge convenable, l'amplification en puissance dépasse 100.

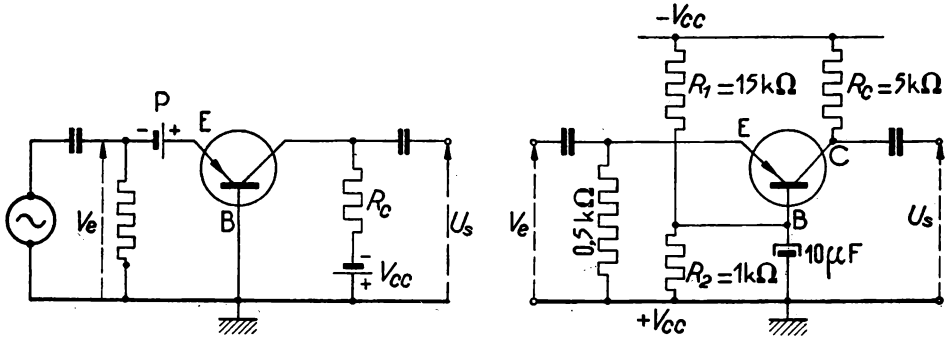


FIG. 6. — **Montage base commune : amplificateur.**
R_c : résistance de charge. A droite, la pile de polarisation est remplacée par le pont R_1, R_2.

En effet, la résistance d'entrée $R_e = \frac{\Delta V_{EB}}{\Delta I_E}$ du transistor est petite puisque la jonction émetteur-base est polarisée dans le sens direct. Au contraire, la résistance de sortie $r_{22b} = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C}$ est grande puisque la jonction collecteur-base est polarisée

(1) *Rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit :* pour de petits signaux : h_{21b} ; pour de grands signaux : h_{21B}.
En émetteur commun : h_{21e} ; h_{21B}.
Pour abréger, on pose $\alpha = -h_{21b}$; $\beta = h_{21}$

dans le sens bloqué ; en d'autres termes, un accroissement ΔV_{CB} modifie très peu I_C dont l'existence est liée à celle de I_E.

De même l'insertion d'une résistance de charge R_c telle que $R_e \ll R_c \ll r^{22b}$ modifie peu I_c. Or la puissance de sortie est $P_s = R_c \, \Delta I_c^2$, la puissance d'entrée $P_e = R_e \, \Delta I_E^2$ et l'amplification en puissance :

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{R_c}{R_e} \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right)^2 \approx \frac{R_c}{R_e}.$$

Si $R_c = 100 R_e$, on a $A_p \approx 100$ et l'amplification en tension est aussi voisine de 100 (montage base commune).

Un transistor monté base commune n'amplifie pas en courant ; l'amplification en puissance et en tension résulte du fait qu'une variation ΔI_E du courant d'entrée produit une variation $\Delta I_C \approx \Delta I_E$ dans le circuit de sortie, beaucoup plus résistant que le circuit d'entrée.

Le gain en puissance atteint 20 dB, soit $A_p = 100$ (F. N. I. E., notice 031).

Notons que, dans le montage usuel (émetteur commun), le transistor amplifie le courant 10 à 50 fois en général et jusqu'à plus de 100 fois pour certains transistors.

3. — CARACTÉRISTIQUES DE SORTIE : RÉSEAU — I_c (— V_{CB})

a) Les caractéristiques — I_c (— V_{CB}) sont presque horizontales (fig. 7).

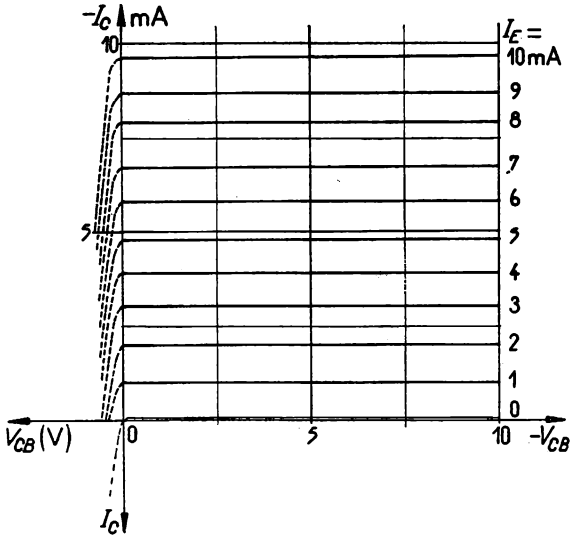


FIG. 7. — **Montage base commune : réseau de sortie.**

Dans les applications, on utilise seulement les caractéristiques inverses (3e quadrant de la figure 5) ; c'est pourquoi on fait tourner la figure de 180° afin de représenter le réseau dans le premier quadrant, comme pour les tubes à vide. Notons que la quasi-horizontalité des caractéristiques traduit l'impédance de sortie très grande (mégohm) du montage base commune.

Le réseau de sortie d'un transistor est analogue au réseau I_a-V_a d'une pentode, le paramètre V_{g1} étant remplacé par I_E. On voit donc, qu'**un transistor est équivalent à une pentode dont l'entrée serait shuntée par une résistance.**

REMARQUE. — Cette équivalence fondée jusqu'ici sur l'analogie des caractéristiques de sortie et sur l'existence d'une impédance d'entrée très inférieure à celle

de la pentode ne sera totalement justifiée que plus tard : nous verrons que la réaction de la sortie sur l'entrée d'un transistor est très petite et souvent même négligeable.

b) Conventions de signes pour les courants et les tensions du transistor.

On applique au transistor les conventions de signes du quadripôle (fig. 8) :

— les courants d'entrée et de sortie sont comptés positifs quand ils se dirigent vers le transistor dans les pôles non communs ;

— les tensions sont comptées positives du pôle commun vers le pôle d'entrée ou de sortie (une tension positive produit un courant positif).

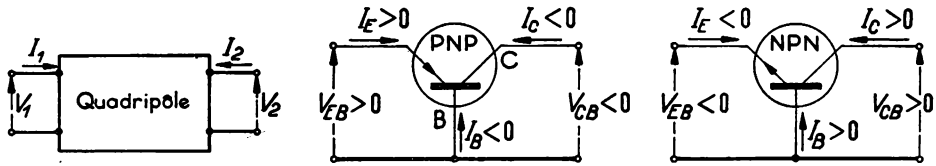


FIG. 8. — **Signes des courants.**

Physiquement, I_C et I_B prolongent I_E comme deux courants dérivés prolongent le courant principal: avec les conventions adoptées, I_C et I_B sont donc en pratique de signe opposé à I_E.

Les flèches représentent dans tous les cas les sens algébriques positifs. $I_C < 0$ indique donc que I_C est en réalité dirigé en sens inverse de la flèche et que, pour le mesurer, on doit relier la borne + du milliampèremètre au collecteur.

En outre : le courant de l'électrode commune est compté positif lorsqu'il se dirige vers cette électrode. Avec ces conventions :

— pour un transistor PNP : $I_E > 0$; I_C et $I_B < 0$; de même $V_{CB} < 0$. On préfère écrire $— I_C = 2$ mA et $— V_{CB} = 4{,}5$ V au lieu de $I_C = — 2$ mA et $V_{CB} = — 4{,}5$ V ;

— pour un transistor NPN, on a au contraire $I_E < 0$; I_C et $I_B > 0$; on écrit $— I_E = 3$ mA par exemple, au lieu de $I_E = — 3$ mA.

En résumé, avec les conventions de signes usuelles (fig. 8), I_B *et* I_C *sont de même signe, opposé à celui de* I_E *pour les deux types* PNP *et* NPN *de transistors (aux forts courants, voir § F) ; les rapports* $\alpha = \dfrac{-\Delta I_C}{\Delta I_E}$ *et* $\beta = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ *sont positifs et*

$$\boxed{I_C = -\alpha I_E + I_{CBO}.}$$

c) Relation entre les trois courants.

Pour tous les montages, on a donc, avec les conventions ci-dessus :

$$\boxed{I_E + I_B + I_C = 0} \qquad \boxed{\Delta I_E + \Delta I_B + \Delta I_C = 0.} \qquad (1)$$

Pour un transistor PNP, lorsque nous mesurons les intensités : $|I_E| = 3{,}0$ mA ; $|I_B| = 100$ µA, il faut prendre pour valeurs algébriques $I_E = 3{,}0$ mA ; $I_B = -0{,}10$ mA et $I_C = -(I_E + I_B) = -3{,}0 - (-0{,}10) = -2{,}9$ mA.

On préfère considérer le courant $(-I_C) > 0$ et écrire :

$$(-I_C) = I_E + I_B = 3{,}0 - 0{,}10 = 2{,}9 \text{ mA}.$$

Le courant résiduel I_{CBO} étant négligeable devant 3 mA, on trouve pour l' « amplification » en courant :

$$\alpha = \frac{|\Delta I_C|}{\Delta I_E} = -\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \frac{2{,}9}{3} = 0{,}967 \approx 0{,}97.$$

Notons que $I_B \ll I_C$ et I_E et que l'on peut confondre I_C et I_E dans certains calculs.

4. — EXPLICATION PHYSIQUE DU FONCTIONNEMENT

Nous considérerons un transistor PNP ; le fonctionnement d'un transistor NPN s'en déduit en inversant les polarités des sources et en considérant les électrons au lieu des trous.

a) Rappel : tous les porteurs minoritaires qui abordent une jonction sont lancés par son champ électrique de l'autre côté de la jonction.

Rappelons la propriété essentielle de la jonction (chap. I) d'après laquelle fonctionne le transistor : une jonction ralentit ou repousse les porteurs majoritaires d'un semiconducteur, mais se laisse traverser par tous les porteurs minoritaires qui l'abordent.

Soit par exemple le germanium *N* voisin d'une jonction. Les porteurs majoritaires (électrons) qui pénètrent dans la jonction sont repoussés par le champ électrique vers le germanium *N* ; seuls les électrons d'énergie suffisante peuvent « remonter » la barrière du potentiel. Au contraire, *les trous du germanium* N *qui arrivent à la jonction sont propulsés par le champ électrique de cette jonction dans le germanium* P.

De même, les électrons du semiconducteur *P* qui atteignent la jonction sont happés par le champ électrique et propulsés dans le semiconducteur *N*.

La jonction de collecteur met en mouvement les porteurs minoritaires qui l'abordent comme le ferait un générateur de f. e. m. dirigée de N vers P (de même sens que la tension de collecteur).

Lorsque le courant des porteurs minoritaires injectés est *modulé* à la fréquence *f*, tout se passe comme si le circuit de collecteur possédait une *f. e. m.* alternative de fréquence *f*.

b) Collecteur sous tension inverse et $I_E = 0$ (fig. 9)

La jonction *CB* est traversée par des porteurs minoritaires du collecteur (électrons) et de la base (trous); ces porteurs, engendrés par l'agitation thermique, forment le courant inverse : c'est le courant résiduel I_{CBO} constaté expérimentalement au § 1.

Le courant résiduel, étant d'origine thermique, croît rapidement avec la température, comme tout courant inverse de diode.

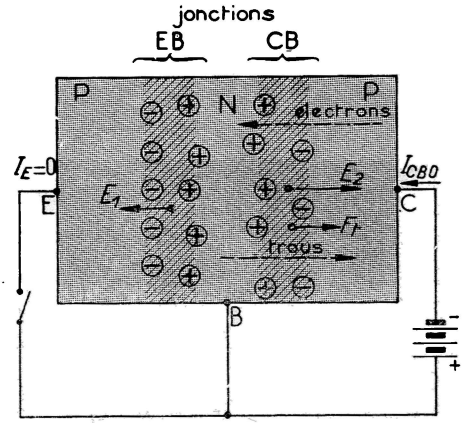


FIG. 9. — **Courant résiduel de collecteur.** La base étant moins dopée que le collecteur, il est surtout formé de trous dans le cas d'un transistor PNP.
En effet, la densité des porteurs minoritaires est plus grande dans la base (trous), que dans le collecteur (électrons).

c) Il existe un courant direct d'émetteur (fig. 10), autrement dit, pour un transistor PNP, l'émetteur injecte des trous dans la base à travers la jonction *EB* (émetteur-base). L'épaisseur de la base étant nettement inférieure à la longueur de diffusion *L*, la quasi-totalité des trous parvient à la jonction *CB* sans se recombiner à des électrons libres de la base : **ils sont alors propulsés dans le collecteur par le champ électrique de la jonction CB.** Les trous qui se recombinent dans la base donnent naissance au courant de base. S'il s'en recombine 3 %, on a :

$$\alpha = \frac{|\Delta I_c|}{\Delta I_E} = 1 - 0,03 = 0,97$$

et $|I_C| = 0,97\, I_E + I_{CBO}$.

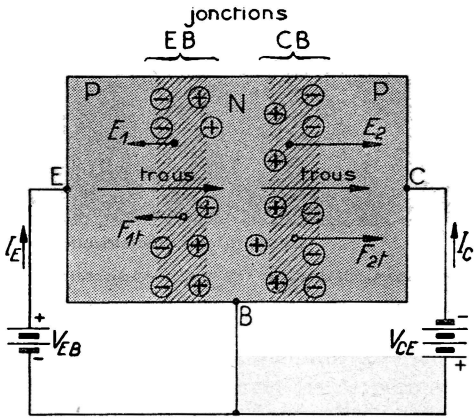


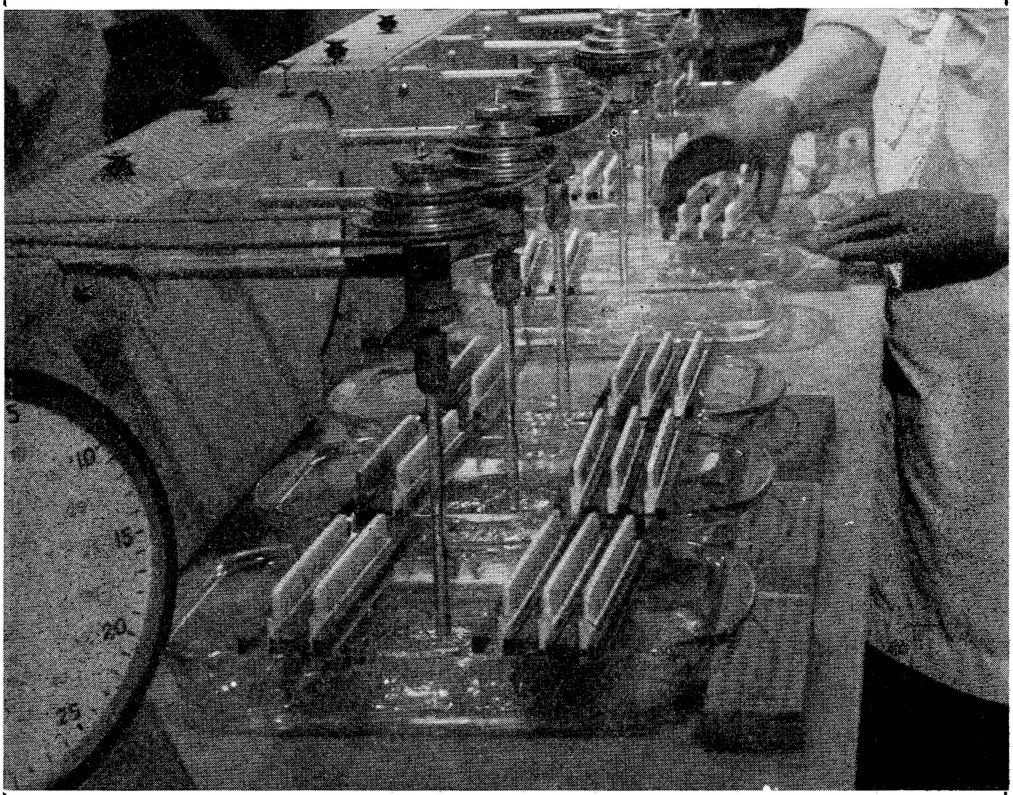
FIG. 10. — **Principe de fonctionnement d'un transistor PNP.** Les trous injectés par l'émetteur traversent la base (bien qu'ils y soient porteurs minoritaires) et sont captés par le collecteur. Dans un transistor NPN, la base est traversée par des électrons libres.

E_1, E_2 : champs électriques ; F_1, F_2 : forces exercées par les champs sur les trous.

d) L'effet transistor.

Si l'on débranchait le collecteur ou si la base était trop épaisse — le courant d'émetteur se fermerait par la connexion de base et l'on aurait $|I_B| = I_E$.

L'effet transistor ne peut donc s'obtenir avec deux diodes faites sur deux cristaux distincts ; il est indispensable :



Document La Radiotechnique.

Fabrication des transistors : traitement chimique des plaquettes de semiconducteur.

1° Que la continuité du cristal soit assurée entre émetteur et base, puis entre base et collecteur ; les deux diodes (jonctions) doivent appartenir au même monocristal.

2° Que l'épaisseur de la base soit très inférieure à la *longueur de diffusion* L des porteurs injectés par l'émetteur, de sorte qu'ils atteignent presque tous la jonction de collecteur avant recombinaison avec les porteurs majoritaires de la base.

e) Analogie de fonctionnement entre transistor, photodiode et photopile à jonction. La translation de la caractéristique de la diode collecteur-base est comparable à celles de la photodiode et de la photopile, et elle s'explique de la même façon : *existence de porteurs minoritaires à une distance d'une jonction nettement inférieure à la longueur de diffusion.* Ces porteurs minoritaires :

— sont engendrés par des photons dans le cas d'une photodiode ou d'une photopile (p. 67) ;
— sont injectés par l'émetteur dans le cas du transistor.

Lorsque la lumière (photodiode) ou un générateur de commande (transistor) module le nombre des porteurs minoritaires engendrés ou injectés, le courant de sortie est modulé suivant la même loi.

B. — Fabrication des transistors à jonctions

Nous avons vu (p. 20 et 46) qu'il existe trois sortes de méthodes pour obtenir une jonction ^{P}N : par *alliage*, par *diffusion*, par *épitaxie*.

Quelques renseignements ont déjà été donnés à l'occasion de la fabrication des diodes à jonction.

Indiquons d'abord pourquoi **les méthodes par tirage ont été abondonnées ;** on pouvait procéder :

Par variation, au cours du tirage du monocristal, du type du bain.

Pour les transistors, il faut ajouter deux fois des impuretés pour passer par exemple du type P au type N, puis revenir au type P. La région la plus dopée constituera l'émetteur.

Par variation de la vitesse de tirage.

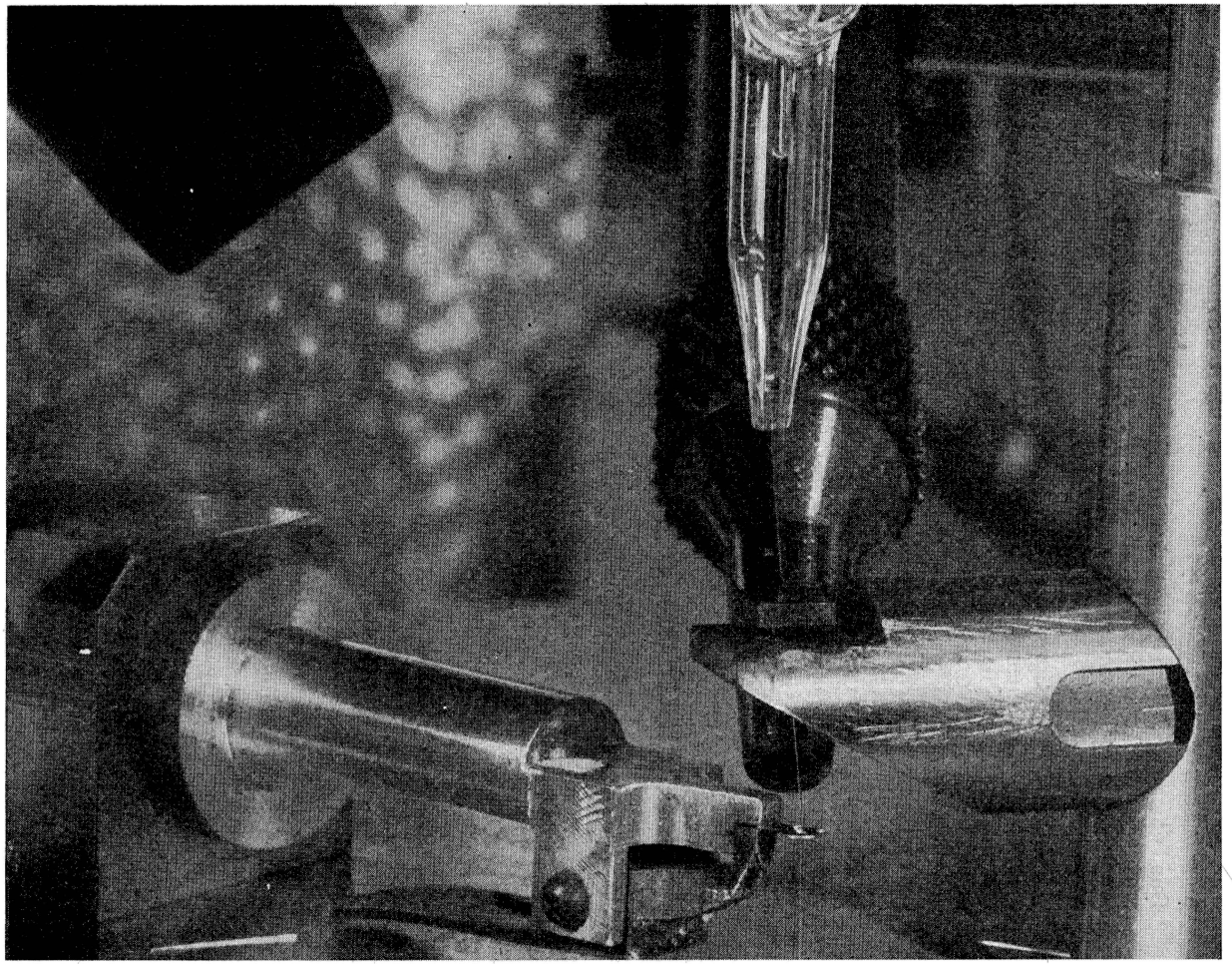
On ajoute au semiconducteur fondu deux impuretés de types opposés.

Les donneurs seuls sont sensibles à la vitesse de tirage : si l'on tire vite, puis lentement, puis vite de nouveau, on obtient un lingot d'abord P, puis N, puis de nouveau P. On a fabriqué ainsi des transistors PNP au silicium.

On voit que ces procédés ne permettent pas un dosage précis des impuretés à la fois dans l'émetteur, le collecteur et surtout la base et qu'il n'est guère possible de tirer d'un cristal le nombre maximal de transistors. En outre, il est difficile de localiser la base et d'y fixer la connexion de sortie. Aussi préfère-t-on les autres méthodes, qui, de plus, donnent des transistors à caractéristiques reproductibles.

I. — MÉTHODES PAR ALLIAGE

Nous prendrons comme exemples la fabrication de transistors PNP au germanium.



Document Cie Générale de T. S. F.

Soudage des connexions d'un transistor. Guidage du fil ; pince à souder.

a) Fabrication d'un transistor PNP de faible puissance (puissance dissipable au collecteur $P_C < 1$ W). Le lingot de germanium N est débité en lames minces qui sont ensuite polies et divisées en plaquettes carrées de 2 à 3 mm de côté. On réduit l'épaisseur à 0,1 ou 0,2 mm par attaque chimique. Deux petites billes d'indium d'un millimètre de diamètre environ sont ensuite déposées au centre de chacune des faces ; on porte vers 500 à 600° C pour allier l'indium au germanium : l'indium fond et se sature de germanium, tandis que le germanium N se transforme en germanium P autour des billes, sous l'action de l'indium qui diffuse.

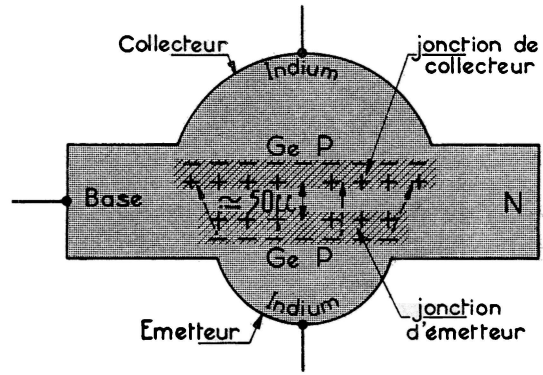
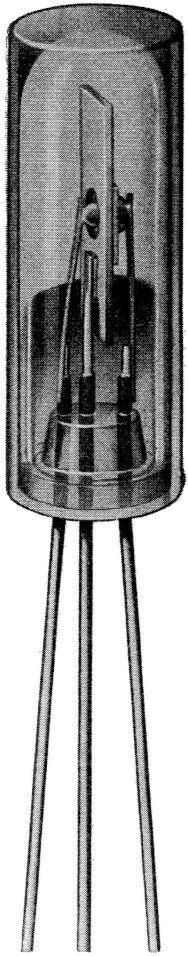


FIG. 11. — **Disposition des jonctions dans un transistor** (représenté PNP et de petite puissance).

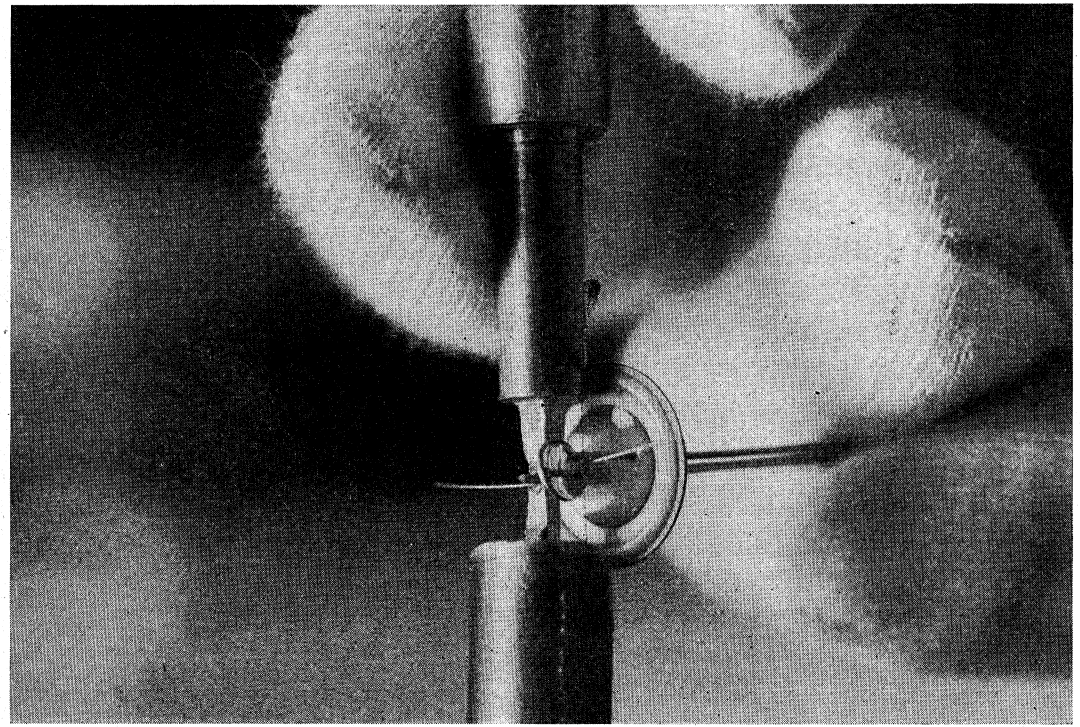
Après refroidissement, on passe progressivement de deux régions de type P à une région de type N (fig. 11).

On profite du chauffage précédent pour souder la base sur un support métallique (nickel). Il reste alors à monter le transistor sur une embase de verre pressé traversé par trois fils qu'on soude respectivement à l'émetteur, à la base et au collecteur (fig. 12). Les contacts ou soudures entre les semi-conducteurs et les métaux (dépôts, fils, supports) les reliant aux circuits extérieurs doivent être des contacts *ohmiques*, c'est-à-dire des contacts dont la résistance est indépendante du sens du courant (contraire : contact redresseur). On recouvre le transistor d'une petite ampoule de verre remplie d'une graisse de protection. On scelle l'ampoule sur l'embase, puis on recouvre parfois d'un capot métallique assurant la dissipation thermique.



Document La Radiotechnique.

FIG 12. — **Transistor de petite puissance.** *De gauche à droite :* émetteur, base et collecteur.



Cliché Cie Générale de T. S. F.

Soudage des connexions sur un transistor de puissance.

b) Fabrication d'un transistor PNP de puissance ($P_c > 1$ W).

Elle diffère de la précédente par :

— une plaquette de germanium plus grande (4 à 5 mm) et plus épaisse ;

— deux billes d'indium plus grosses : 2 à 3 mm ;

— le rabotage du collecteur de façon à assurer un contact aussi large et franc que possible avec l'embase métallique pour qu'elle évacue la chaleur dissipée dans la jonction de collecteur (fig. 13).

c) Concentration en « impuretés ».

L'émetteur et le collecteur sont fortement dopés en indium et la densité des trous y est grande, ce qui assure une conductibilité satisfaisante.

La base est peu dopée ; la densité des électrons est faible : la probabilité de recombinaison des trous qui transitent à travers la base est aussi faible que possible, d'où un faible courant de base et une grande amplification en courant.

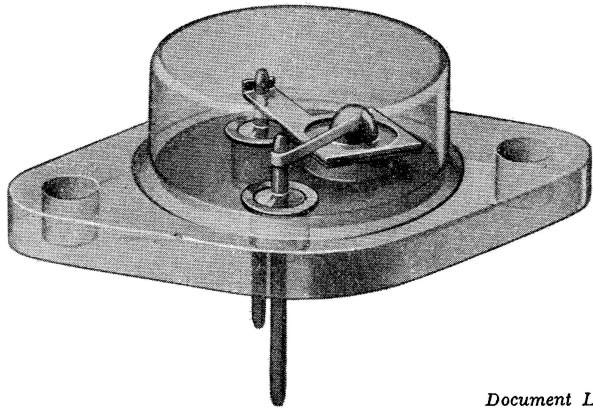
d) Dissymétrie de l'émetteur et du collecteur.

La bille d'indium du collecteur est plus grosse que celle de l'émetteur : la jonction de collecteur a une plus grande surface que la jonction de l'émetteur ($\sim$ 1 mm² et 0,3 mm² pour $P_c < 1$ W). Ainsi, les porteurs injectés par l'émetteur et qui divergent sont tout de même captés par le collecteur ; cette disposition procure le gain le plus plus grand possible.

Expérience illustrant la dissymétrie de l'émetteur et du collecteur. Un étage amplificateur à transistor (OC 70) donne à 1 000 Hz pour une tension d'entrée 25 mV, une tension de sortie 880 mV ; amplification en tension :

$$A = \frac{880}{25} = 35.$$

On permute les deux fils reliant l'émetteur et le collecteur aux circuits extérieurs : **on constate que le montage fonctionne et amplifie ;** mais la tension de sortie s'est abaissée à 130 mV et l'amplification à :



Document La Radiotechnique.

FIG. 13. — **Transistor de puissance.**

Les deux sorties sont celles de l'émetteur (dévant) et celle de la base ; le collecteur est soudé au fond du boîtier.

$$A' = \frac{130}{25} = 5{,}2.$$

Après inversion de l'émetteur et du collecteur, l'amplification est 7 fois plus petite qu'avec le montage normal.

En commutation on utilise ce montage inversé parce qu'il correspond à un courant résiduel plus faible ; notons que certains transistors de commutation sont symétriques (les deux jonctions sont identiques).

2. — MÉTHODES DE DIFFUSION

On procède comme il a été vu pour les diodes ; on peut, ici encore, protéger une partie du cristal (masques d'oxydes) pendant que l'on contamine l'autre partie.

Les méthodes de diffusion et la structure *planar* (chap. V) permettent d'obtenir :

— *des bases minces*, donc des transistors H. F. ;

— *des jonctions planes, de grande surface, reproductibles ;* les méthodes de diffusion ont permis de remarquables progrès pour l'obtention des transistors de puissance.

Une des dernières techniques qui permet encore d'améliorer les performances est l'*épitaxie* (en particulier, diminution de la résistance série dans le collecteur) (voir chap. V).

C. — Montage émetteur commun

C'est le montage usuel des transistors ; nous considérerons dans ce paragraphe un transistor de petite puissance (< 1 W) et, dans le chapitre suivant, un transistor de puissance.

1. — LE MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN CORRESPOND AU MONTAGE CATHODE COMMUNE DE LA TRIODE

a) Comparaison avec la triode.

La figure 14 représente les montages utilisés pour relever les caractéristiques statiques d'une triode et celles d'un transistor monté en émetteur commun (*T. P.*, fasc. II, p. 85).

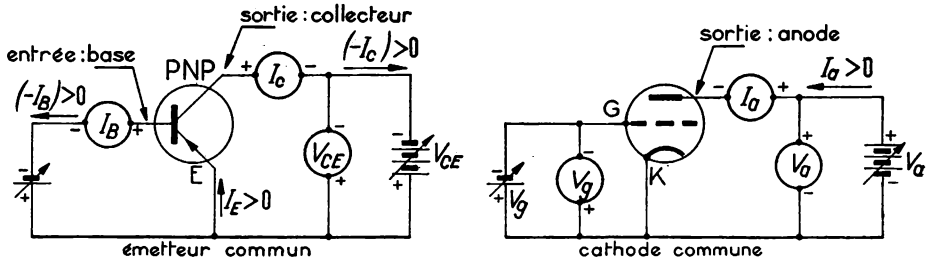


FIG. 14. — **Montages émetteur commun et cathode commune : relevé des caractéristiques statiques.**

On constate que l'émetteur émet des porteurs comme le fait la cathode d'une triode ; la base — électrode de commande — correspond à la grille ; le collecteur capte les porteurs comme le fait l'anode (fig. 15).

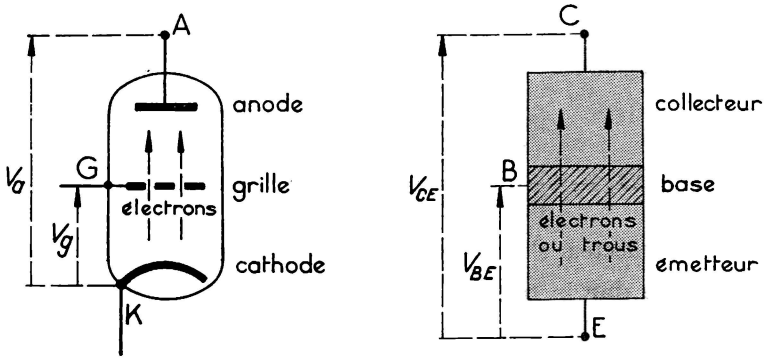


FIG. 15. — **Correspondance entre les montages émetteur commun et cathode commune.**

b) Les polarisations de la base et du collecteur sont de même signe.

Les circuits de sortie sont identiques (pour un transistor NPN, le collecteur serait positif, comme l'anode d'une triode), mais on note deux différences dans les circuits d'entrée :

— la grille commande par les variations de sa tension V_g par rapport à la cathode et, dans beaucoup de cas, il n'existe pas de courant de grille ; au contraire, l'existence d'un courant de base exige de dépenser une puissance d'entrée ;

— la grille et l'anode ont des polarisations opposées ; au contraire, la base et le collecteur d'un transistor ont des polarisations de même sens : toutes deux négatives pour un transistor PNP ; toutes deux positives pour un transistor NPN (conséquence du fait que I_B et I_C sont de même signe).

On peut donc polariser la base par un pont diviseur monté entre émetteur et soit le collecteur, soit la source d'alimentation du collecteur (§ E).

Le montage émetteur commun n'utilise donc qu'une source d'alimentation, ce qui n'est pas toujours le cas des deux autres montages (base commune, collecteur commun).

c) Conventions de signes pour les courants et les tensions.

Les conventions de signes sont les mêmes que pour le montage base commune (§ A). On mesure donc, pour un transistor PNP, les courants $(-I_B)$ et $(-I_C)$ et les tensions sont $(-V_{BE})$ et $(-V_{CE})$ entre les électrodes d'entrée et de sortie et le point commun.

2. — LE MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN AMPLIFIE EN COURANT

a) Rappel.

On sait que, pour un transistor PNP, les intensités I_E, $-I_C$ et $-I_B$ sont positives. Dans le montage **base commune**, un accroissement ΔI_E produit

l'accroissement (— ΔI_C) de (— I_C), et on définit l'amplification en courant $\alpha = \frac{-\Delta I_C}{\Delta I_E} > 0$ mais inférieure à 1 (par exemple 0,96 à 0,99) il n'y a pas en réalité d'amplification en courant. En outre, l'accroissement ΔI_E provoque un accroissement (— ΔI_B) de (— I_B).

D'ailleurs, la relation :

$$I_E + I_B + I_C = 0, \qquad (1)$$

entraîne :

$$\Delta I_E + \Delta I_B + \Delta I_C = 0, \qquad (2)$$

soit : $-\Delta I_C = \Delta I_E - (-\Delta I_B)$ et pour les deux types, PNP et NPN :

$$|\Delta I_C| = |\Delta I_E| - |\Delta I_B|.$$

Le courant de collecteur s'accroît un peu moins que le courant d'émetteur.

b) Commande par la base.

Inversement, à un accroissement — ΔI_B correspondent les accroissements ΔI_E et (— ΔI_C) de l'égalité (2) : le courant de base (entrée) commande le courant de collecteur (sortie). En outre $\Delta I_B \ll \Delta I_C$. Par exemple (— ΔI_B) $\simeq 0{,}03\ \Delta I_E \simeq 0{,}03$ (— ΔI_C) ; on obtient une amplification de courant :

$$\beta = \frac{-\Delta I_C}{-\Delta I_B} \simeq \frac{1}{0{,}03} = 33.$$

La commande par la base s'effectue sous la même tension que la commande par l'émetteur, mais avec un courant beaucoup plus faible : **dans le montage émetteur commun, la puissance d'entrée est beaucoup plus petite que dans le montage base commune ; il en résulte une plus grande amplification en puissance** (20 à 35 dB).

C'est l'une des raisons qui font préférer le montage émetteur commun.

α et β diminuent aux fréquences élevées ; on représente par α_0 et β_0 leur valeur à basse fréquence. Pour alléger la notation nous distinguerons α et α_0, β et β_0 seulement dans l'étude du transistor aux H. F.

NOTE. — ROLE DE LA TENSION V_{BE} AUX BORNES DE LA DIODE ÉMETTEUR-BASE

Considérons un transistor monté en émetteur commun et soit V_{CE} la tension continue entre collecteur et émetteur. Nous venons de voir (fig. 15) que cette tension propulse des porteurs de l'émetteur dans le collecteur, à travers la base.

Si le circuit de base est ouvert, la tension V_{CB} aux bornes de la diode bloquée est très supérieure à la tension V_{BE} aux bornes de la diode passante : *la tension* V_{CE} *entre collecteur et point commun est presque totalement localisée entre le collecteur et la base.* La tension V_{BE} est presque nulle et ne produit qu'un très petit courant d'émetteur, donc de collecteur (courant résiduel : I_{CEO}).

On applique une tension de commande v entre la base et l'émetteur :

— Si v augmente V_{BE}, il en résulte un accroissement de I_E donc de I_C ($I_C > I_{CEO}$) : on obtient, aux bornes d'une impédance de charge, la tension amplifiée.

— Si, au contraire, v est de sens tel que V_{BE} soit diminuée, I_E et I_C diminuent ($I_C < I_{CEO}$, diminution intéressante dans l'emploi du transistor en commutation). Voir aussi § F.

c) Relation entre les gains en courant en émetteur commun et en base commune.

Exprimons $\beta = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$ en fonction de $\alpha = -\dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$.

De l'égalité $\Delta I_B + \Delta I_E + \Delta I_C = 0$, nous tirons $\Delta I_B = -(\Delta I_E + \Delta I_C)$ substituons dans la définition de β :

$$\beta = \frac{-\Delta I_C}{\Delta I_E + \Delta I_C}.$$

Pour faire apparaître α, divisons les deux termes de la fraction par ΔI_E :

$$\beta = \frac{\dfrac{-\Delta I_C}{\Delta I_E}}{1 + \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_E}},$$

soit : $$\boxed{\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}.} \qquad (3)$$

Il en résulte immédiatement $\alpha = \dfrac{\beta}{\beta + 1}$, rappelant que $\alpha < 1$, mais de peu.

REMARQUE. La relation $\beta = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$ n'est pas particulière au transistor ; c'est une propriété générale des nœuds d'où partent trois branches et de tous les tripôles. Notons que, *pour le transistor, cette relation n'est qu'approchée*, puisque β et α sont définis pour la sortie en court-circuit du montage correspondant, donc avec $\Delta V_{CB} = 0$ pour α et $\Delta V_{CE} = 0$ pour β (voir *Semiconducteurs*, 2e Partie).

d) Expérience. On étudie le même transistor (OC 70), capot plongé dans de l'eau, à la température du laboratoire :

1° *Montage base commune* ($-V_{CB} = 4{,}5$ V).

Nous avons trouvé pour $I_E = 1{,}0$ mA, $(-I_B) = 38$ µA ; pour $I_E = 2{,}0$ mA, $(-I_B) = 65$ µA.

On a donc $\Delta I_E = 2{,}0 - 1{,}0 = 1$ mA

$$(-\Delta I_B) = 65 - 38 = 27\ \mu A = 0{,}027\ mA$$

$$\alpha = \frac{(-\Delta I_C)}{\Delta I_E} = \frac{\Delta I_E + \Delta I_B}{\Delta I_E} = 1 - \frac{\Delta I_B}{\Delta I_E} = 1 - \frac{0{,}027}{1} = 0{,}973 \approx 0{,}97.$$

(Ce résultat ne pourrait être obtenu en mesurant directement $-\Delta I_C$.)

2° *Montage émetteur commun* ($-V_{CE} = 4{,}5$ V).

Nous avons trouvé : pour $(-I_B) = 85$ µA, $(-I_C) = 2{,}5$ mA ; pour $(-I_B) = 170$ µA, $(-I_C) = 5{,}5$ mA.

$$\beta \text{ mesuré} = \left(\frac{-\Delta I_C}{-\Delta I_B}\right) = \frac{5{,}5 - 2{,}5}{(170 - 85) \cdot 10^{-3}} = 35{,}4 \approx 35.$$

$$\beta \text{ calculé} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0{,}973}{1 - 0{,}973} = \frac{0{,}973}{0{,}027} = 36.$$

(Plus rigoureusement, il aurait fallu mesurer β et α pour la même valeur de I_C.)

3. — RÉSEAU DE SORTIE COURANT COLLECTEUR — TENSION COLLECTEUR

a) Tracé des caractéristiques — I_C (— V_{CE}) à courant de base constant.

Elles correspondent aux caractéristiques I_a (V_a) de la triode et de la pentode à vide, pour lesquelles le paramètre est V_g. Dans le cas du transistor, le paramètre est (— I_B).

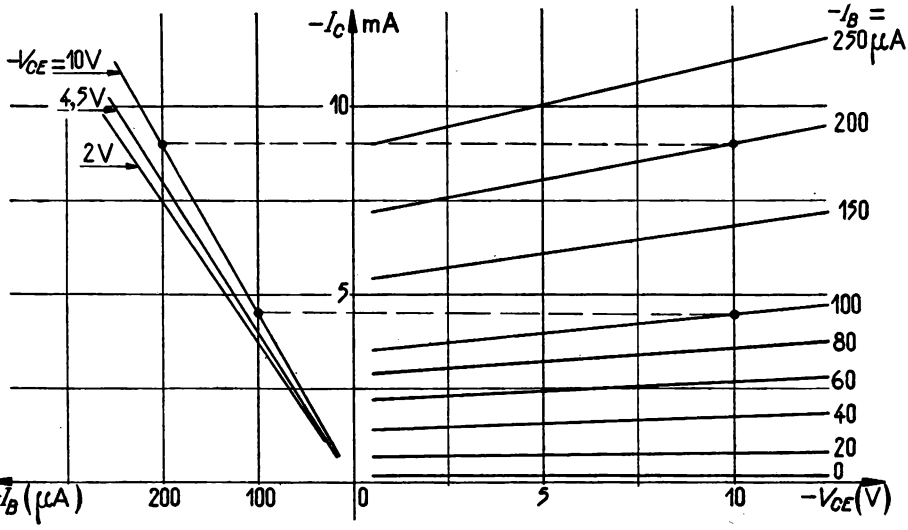


FIG. 17. — **Réseau courant de collecteur-courant de base.** On y constate l'augmentation de β avec V_{CB} (1).

FIG. 16. — **Réseau de sortie (émetteur commun) du transistor OC 70.**

Le montage est celui de la figure 14, dans laquelle les tensions réglables peuvent provenir de potentiomètres alimentés par des piles (*T. P.*, fasc. II).

Observons le réseau de sortie d'un transistor monté émetteur commun (fig. 16) :

— Les caractéristiques sont rectilignes jusqu'à des tensions très petites (0,5 V).

— Le courant résiduel — I_{CEO} (pour — $I_B = 0$) est très faible ($\approx$ 10 μA à 25° C).

On a la relation approchée : $I_{CEO} = \beta I_{CBO}$.

Par exemple, pour le transistor OC 70 : — I_{CEO} (pour — V_{CE} = 4,5 V) = 110 μA et — I_{CBO} (— V_{CB} = 4,5 V) = 5 μA ; on trouve $\frac{-I_{CEO}}{-I_{CBO}} = \frac{110}{5} = 22$, alors que $\beta = 30$ environ.

— Sur une même verticale (— V_{CE}) = *Cte*, les caractéristiques sont équidistantes pour des valeurs régulièrement échelonnées du paramètre (— I_B).

— L'inclinaison (pente géométrique) des caractéristiques est plus grande que celle des caractéristiques — I_c (— V_{CB}) du montage base commune, ce qui manifeste une plus petite résistance dynamique de sortie ρ ou $r_{22e} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$ pour I_B constant

(1) Voir aussi Trav. Prat., fasc. III, p. 29.

— L'inclinaison augmente vite avec le courant de collecteur, ce qui traduit la décroissance rapide de la résistance de sortie lorsque — I_C croît.

Pour $I_B = 0$, la caractéristique I_{CEO} est pratiquement horizontale ; I_{CEO} croît avec la température, mais extrêmement peu avec V_{CE}.

b) Détermination graphique de la résistance dynamique de sortie à entrée ouverte pour l'alternatif.

$$\rho = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{1}{\text{tg}\,\alpha}.$$

α : angle de la caractéristique du point considéré avec l'axe horizontal ($-V_{CE}$).

Déterminons par exemple la résistance dynamique de sortie :

1° Au point M : — $V_{CE} = 5$ V ; ($-I_B$) = 100 µA. On trouve ($-I_C$) = 4,0 mA.

Pour — $V_{CE} = 10$ V sur la même caractéristique ($-I_C$) $\simeq$ 4,5 mA.

$$\rho = \frac{10 - 5}{4{,}5 - 4{,}0} = \frac{5}{0{,}5} = 10\ \text{k}\Omega.$$

On voit que r_{22} est beaucoup plus petite que dans le montage base commune.

Le montage émetteur commun est celui des trois montages fondamentaux du transistor qui possède le plus faible écart entre les résistances d'entrée et de sortie; l'adaptation entre étages est donc plus facile et c'est l'une des causes de son emploi généralisé.

REMARQUE. — *Explication physique de la diminution de* r_{22} *par rapport au montage base commune.*

Par définition : $r_{22b} = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C}$ pour I_E constant ($\Delta I_E = 0$) ; ΔI_C ne traverse pas l'émetteur : pas d'amplification ; r_{22b} correspond à la résistance inverse de la diode collecteur-base.

$$r_{22e} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \text{ pour } I_B \text{ constant } (\Delta I_B = 0) ;$$

ΔI_C traverse l'émetteur : amplification.

On peut choisir ΔV_{CE} de façon à produire le ΔV_{CB} ci-dessus et alors $\Delta V_{CE} \approx \Delta V_{CB}$, puisque $\Delta V_{BE} \ll \Delta V_{CB}$; pour un même numérateur (pratiquement), ΔI_C est plus grand dans le second cas, donc : $r_{22e} < r_{22b}$.

Tentons une explication plus complète :

— Un accroissement ΔV_{CB} élève la barrière de potentiel de la jonction collecteur et *élargit* cette jonction, donc diminue l'épaisseur de la base (effet Early).

— Conséquence : diminution de la probabilité de recombinaison des porteurs injectés par l'émetteur, en raison d'un trajet plus court pendant qu'ils sont minoritaires.

— Cette diminution se traduit :
à I_E constant, par un plus petit nombre de recombinaisons, donc une diminution ΔI_B de I_B ;

à I_B constant (même nombre de recombinaisons), par un accroissement ΔI_E de I_E :

— Opérons d'abord à I_E constant (et ΔI_B), puis augmentons I_E de ΔI_E pour ramener I_B à sa valeur initiale ; on a (relation fondamentale du transistor) :

$$\Delta I_B = (1 - \alpha)\,\Delta I_E \qquad \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = \frac{1}{1-\alpha} = \beta + 1.$$

— Or : ΔI_C est égal à ΔI_E pour I_B constant $\left(r_{22e} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_E}\right)$ et à ΔI_B pour I_E constant $\left(r_{22b} = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_B}\right)$.

Et comme, dans les conditions adoptées, $\Delta V_{CE} \approx \Delta V_{CB}$:

$$\frac{r_{22b}}{r_{22e}} = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = \beta + 1.$$

2° Au point M′ : — $V_{CE} = 5$ V ; — $I_B = 200\,\mu$A ; — $I_C = 8$ mA on trouve de façon analogue :

$$\rho = \frac{10 - 5}{9 - 8} = 5\ \text{k}\Omega.$$

Nous vérifions que la résistance de sortie du transistor décroît lorsque le courant de collecteur croît (tg $\alpha = \frac{1}{\rho}$ croît).

$\rho = r_{22e}$ *joue le même rôle que la résistance interne* ρ *d'un tube.*

c) Détermination graphique de l'amplification en courant (« gain » en courant).

Nous avons vu que c'est $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$.

On la détermine sur le réseau de sortie du transistor comme on détermine la pente sur le réseau I_a — V_a d'une triode ou d'une pentode.

Au point de repos M déjà considéré : la verticale — $V_{CE} = 5$ V coupe la caractéristique — $I_B = 150\ \mu$A pour — $I_C = 6{,}0$ mA, et la caractéristique — $I_B = 60\ \mu$A pour — $I_C = 2{,}4$ mA.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{6{,}0 - 2{,}4}{0{,}150 - 0{,}060} = \frac{3{,}6}{0{,}09} = 40.$$

Au point M′, nous obtenons de façon analogue :

$$\beta = \frac{10{,}1 - 6{,}0}{0{,}250 - 0{,}150} = \frac{4{,}1}{0{,}10} = 41.$$

Nous avons observé que, pour ce transistor de faible puissance, les caractéristiques sont pratiquement équidistantes : le gain en courant est donc à peu près indépendant du point de repos dans un domaine étendu du réseau de sortie.

REMARQUE. — La détermination de l'amplification en courant α du montage base commune est peu précise sur le réseau de sortie de ce montage. La précision est bien meilleure en déterminant β puis $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$ (en M' : $\alpha = \frac{41}{42} = 0{,}976$).

d) Équations des caractéristiques I_C (V_{CE}).

Considérons une caractéristique I_C (V_{CE}) dans une région du réseau de sortie correspondant aux valeurs β et r_{22} de l'amplification en courant et de la résistance dynamique de sortie.

Rappelons que, pour V_{CE} supérieur à quelques dixièmes de volt, I_{CEO} est constant et cette caractéristique rectiligne : on peut donc lui attribuer l'ordonnée à l'origine ($I_{CEO} + \beta I_B$). Mais son coefficient angulaire est $\frac{1}{\rho}$; l'équation classique ($y = ax + b$) de la droite devient dans ce cas en considérant les valeurs absolues :

$$I_C = \frac{V_{CE}}{\rho} + I_{CEO} + \beta I_B.$$

On trouvera une intéressante application dans la note p. 159.

REMARQUE. — Nous avions pu écrire pour le montage base commune

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO},$$

qui représente une horizontale pour I_E constant, parce que $r_{22b} \gg r_{22e} = \rho$ et le terme $\frac{V_{CB}}{r_{22b}}$ négligeable.

Pour le montage *émetteur* commun, $\frac{V_{CE}}{\rho}$ n'intervient de façon sensible qu'aux fortes valeurs de V_{CE} ou de I_C ; on adopte souvent l'approximation :

$$\boxed{I_C \doteq \beta I_B + I_{CEO}.}$$

Les courants sont tous trois *négatifs* pour un transistor PNP, tous trois *positifs* pour un transistor NPN (fig. 8).

EXEMPLE NUMÉRIQUE. — *Pour le transistor OC 70, on a, pour une température ambiante de 25°C : $|I_{CEO}| = 110$ µA ; en outre, le réseau montre qu'aux faibles valeurs de $|V_{CE}|$, on peut prendre $\beta = 35$ quel que soit $|I_B|$.*

L'équation générale des caractéristiques de sortie est donc (m A, V, kΩ) :

$$|I_C| = \frac{|V_{CE}|}{\rho} + 0{,}10 + 35\,|I_B|.$$

Pour $I_B = -100$ µA, nous avons trouvé ci-dessus $r_{22} = 10$ kΩ, d'où l'équation de cette caractéristique :

$$|I_C| = \frac{|V_{CE}|}{10} + 0{,}10 + 35 \times 0{,}10 = 0{,}10\ V_{CE} + 3{,}6.$$

Par exemple, on calcule pour $|V_{CE}| = 5$ V :

$$|I_C| = 0{,}5 + 3{,}6 = 4{,}1 \text{ mA}.$$

On lit 4,0 mA sur le réseau.

Pour $I_B = -200\ \mu A$, nous avons trouvé $r_{22e} = 5\ k\Omega$, d'où, pour cette caractéristique, l'équation :

$$|I_C| = \frac{|V_{CE}|}{5} + 0{,}10 + 35 \times 0{,}20 = 0{,}20\ V_{CE} + 7{,}1.$$

Par exemple, on calcule pour $|V_{CE}| = 10$ V :

$$|I_C| = 2 + 7{,}1 = 9{,}1\ mA.$$

On lit 9 mA sur le réseau.

EXERCICE. On néglige I_{CEO} et l'on admet que β est constant dans tout le réseau. A quelle condition les caractéristiques I_C (V_{CE}) convergent-elles au même point de l'axe des V_{CE} ? Vérifier, pour plusieurs transistors, que cette propriété est à peu près réalisée.

RÉPONSE. r_{22e} inversement proportionnelle à I_B.

e) Détermination du réseau — I_C (— I_B) pour — V_{CE} constant.

Il se déduit du réseau de sortie comme le réseau I_a — V_g d'une triode ou d'une pentode se déduit du réseau I_a — V_a (fig. 17). La pente d'une caractéristique représente le gain en courant β.

Pour les transistors de faible puissance, pour lesquels β est pratiquement constant, ces caractéristiques sont rectilignes et très serrées : c'est pourquoi les feuilles de caractéristiques en représentent une seule, correspondant à une tension « moyenne » — $V_{CE} = 4{,}5$ volts par exemple.

En résumé, le réseau I_C (V_{CE}) s'utilise comme le réseau I_a, V_a d'une pentode ; il permet les déterminations suivantes :

— *Résistance de sortie r_{22e} ou ρ, qui correspond à la résistance interne $\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$ de la pentode.*

— *Amplification en courant β, qui se détermine sur le réseau I_C (V_{CE}) du transistor, comme la pentes sur le réseau I_a, V_a de la pentode.*

— *Tracé du réseau I_C (I_B) (pentode « I_a, V_{g1}).*

— *Tracé de la droite de charge (§ D).*

— *Tracé de la caractéristique dynamique I_C (I_B).*

— *Détermination graphique de l'amplification en tension et de l'amplification en puissance.*

— *Tracé d'hyperboles de puissances dissipées au collecteur.*

D. — Amplification par transistor (montage émetteur commun)

1. — TRANSISTOR EN CHARGE (Fig. 18)

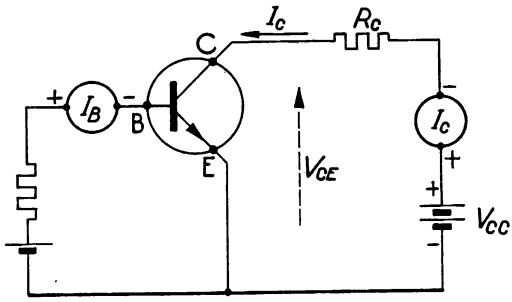


FIG. 18. — **Transistor (NPN) chargé par la résistance R_C.**

Ajoutons la résistance de charge R_C au montage qui a servi à tracer les caractéristiques statiques. V_{CC} est la tension d'alimentation, constante ; on a :

$$V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$$

$$\boxed{V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C.}$$

Pour un transistor *PNP*, V_{CE}, V_{CC}, I_C sont au contraire négatifs, de sorte que cette relation est encore valable.

EXEMPLE NUMÉRIQUE. Transistor OC70 ; $R_C = 1\,k\Omega$; — $V_{CC} = 4{,}5$ V. Pour — $I_B = 72\ \mu A$, on trouve — $I_C = 2{,}0$ mA et au voltmètre $| V_{CE} | = 2{,}5$ V. Calculons $| V_{CE} |$:

$$| V_{CE} | = | V_{CC} | - R_C | I_C | = 4{,}5 - 1 \times 2{,}0 = 2{,}5 \text{ V}.$$

2. — DROITE DE CHARGE

V_{CC} et R_C sont deux constantes ; la variation de I_B entraîne celle de I_C, donc de V_{CE}. La relation (4) exprime que le point de fonctionnement M de coordonnées (V_{CE} ; I_C) décrit une droite (D) dite *droite de charge* (fig. 19).

Dans un étage amplificateur à transistor, la droite

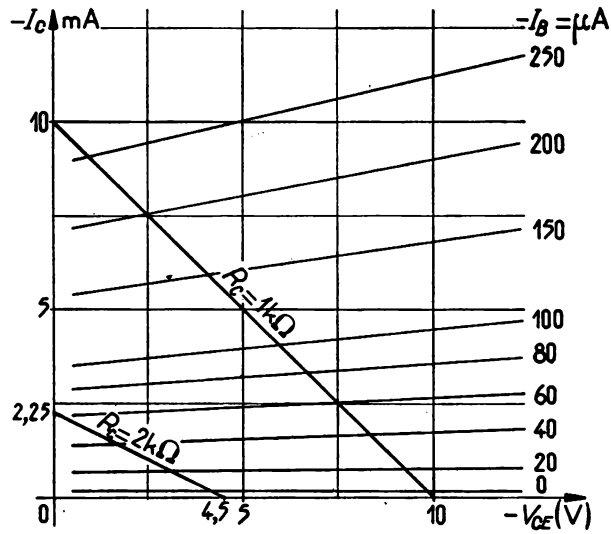


FIG. 19. — **Droites de charge.**
L'une est relative à la tension d'alimentation — V_{CC} = 10 V et à $R_C = 1\,k\Omega$; l'autre à — V_{CC} = 4,5 V et à $R_C = 2\,k\Omega$.

de charge est déterminée, comme pour un tube, par la tension d'alimentation et la résistance de charge. Sur la droite de charge, le point de repos est déterminé par le courant continu de base — I_B (tube : par V_g).

3. — CARACTÉRISTIQUE DYNAMIQUE — I_C (— I_B) POUR UN TRANSISTOR PNP I_C (I_B) POUR UN TRANSISTOR NPN.

On la construit point par point, comme la caractéristique dynamique I_a (V_g) d'un tube à partir du réseau de sortie et de la droite de charge (fig. 20). Pour les transistors de faible puissance, la caractéristique dynamique est peu différente d'une droite.

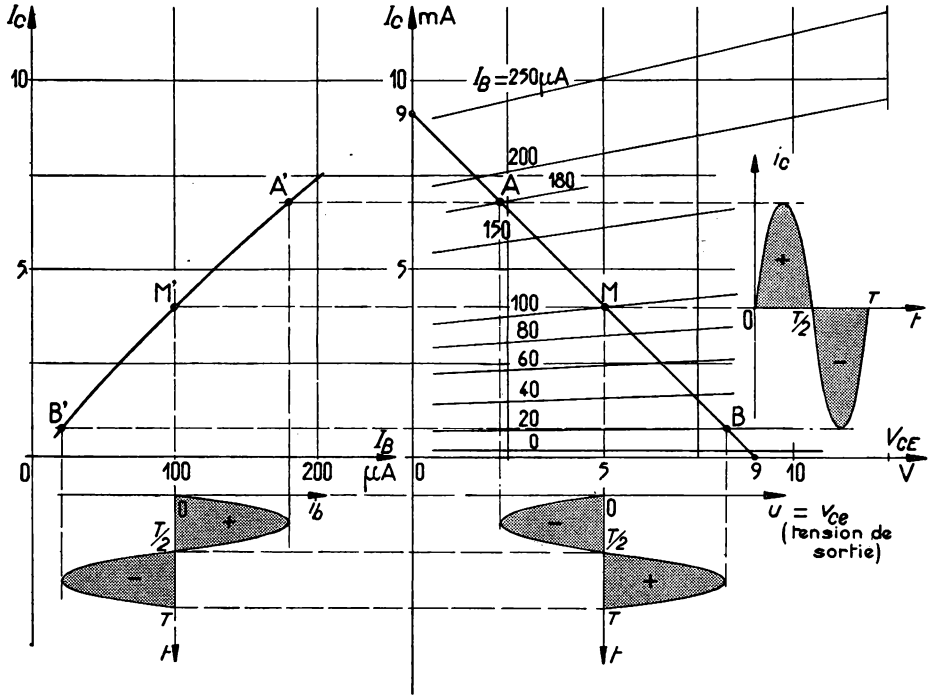


FIG. 20. — **Commande en courant** (transistor NPN).
L'axe des I_B a été représenté avec un sens positif de gauche à droite pour montrer que le montage émetteur commun inverse la phase. Une tension d'entrée positive accroît la valeur absolue de I_B et I_C.

4. — ATTAQUE EN COURANT (Fig. 20)

a) Attaque en courant; attaque en tension.

Lorsqu'un générateur de grande résistance interne R_g — ou associé à une grande résistance en série R_g — débite sur une charge $R_e \ll R_g$, le courant est indépendant de R_e. Cette propriété bien connue est appliquée à la mesure de la résistance d'un galvanomètre, de la résistance d'entrée d'un transistor...

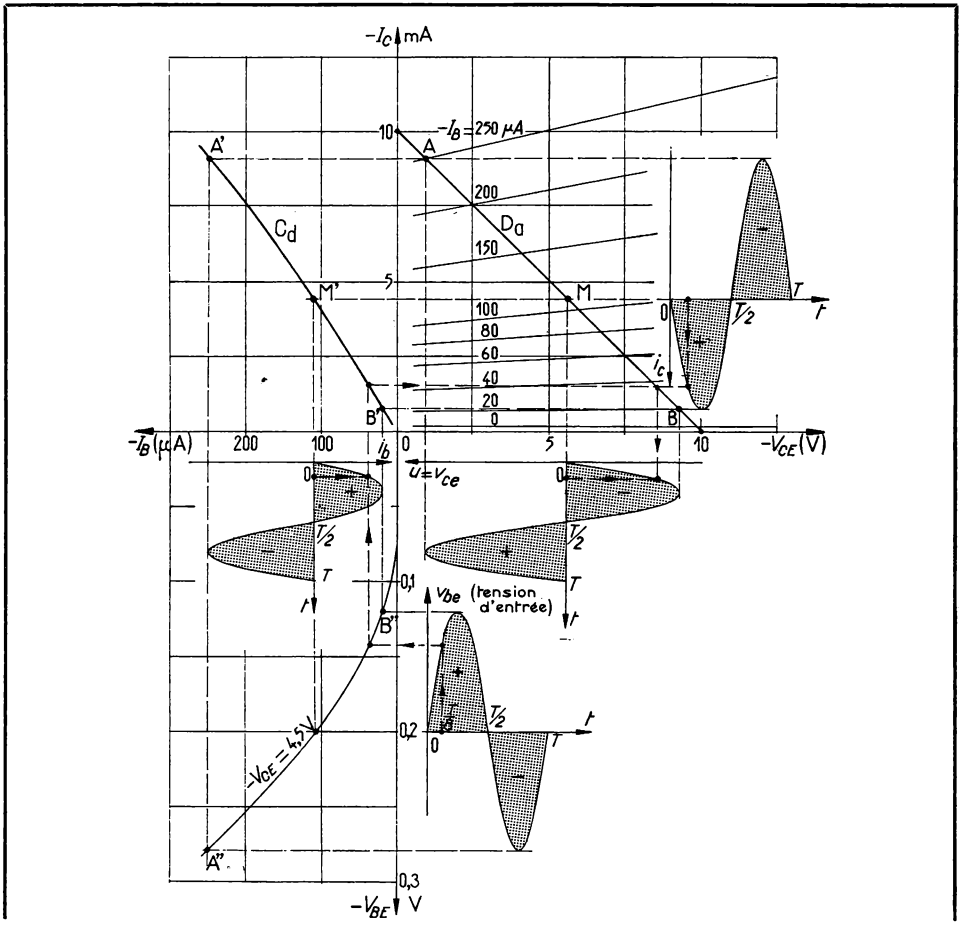


Fig. 21. — Commande en tension (transistor PNP). Dans le cas d'une tension de commande sinusoïdale, le courant d'entrée i_b n'est pas sinusoïdal. Notons que pour un transistor PNP un signal de commande positif diminue la valeur absolue de I_B et I_C.

La disposition des axes adoptée par les constructeurs a été respectée.

Des figures 20 et 21, on déduit que pour faire passer un transistor de commutation de l'état *bloqué* à l'état *saturé*, il faut appliquer entre base et émetteur un signal d'amplitude suffisante et
— *positif* pour un transistor NPN ;
— *négatif* pour un transistor PNP.

Lorsqu'un transistor est commandé par un générateur de ce type, le courant d'entrée est indépendant de la résistance d'entrée R_e du transistor : on convient de dire qu'il y a *commande en courant.* Il y a au contraire *commande en tension* lorsque la résistance interne R_g du générateur de commande est très inférieure à la résistance d'entrée R_e du transistor. Entre ces deux cas extrêmes, la commande *adaptée* correspond à $R_g = R_e$.

b) Attaque en courant.

Pour des raisons de commodité (suppression des signes *moins*) nous considérerons pour la figure 20 un transistor NPN.
Soit i_b le courant de commande. A partir de la courbe $i_b\ (t)$ et de la caractéristique dynamique $I_C\ (I_B)$, on construit la courbe $i_c\ (t)$ de courant de sortie comme pour un tube, $i_b\ (t)$ remplaçant $v_g\ (t)$.
On obtient ensuite la tension de sortie $u = v_{ce}\ (t)$ par l'intermédiaire de la droite de charge.

La commande en courant est celle qui donne les distorsions les plus faibles, en général ; en effet, les variations de R_e, sur l'axe de caractéristique d'entrée parcouru par le point de fonctionnement, sont « étouffées » par $R_g \gg R_e$.

5. — ATTAQUE EN TENSION

a) Caractéristique I_B (V_{BE}).

Pour pouvoir réaliser les constructions précédentes, il faut au préalable construire le courant de commande $i_b\ (t)$ à partir de la tension de commande $v_{be}\ (t)$.

C'est pourquoi le constructeur publie la caractéristique I_B (V_{BE}) (3e quadrant des feuilles de caractéristiques) avec V_{CE} comme paramètre (voir fig. 21, 22 et 23). Elle dépend surtout de la diode émetteur-base et présente la forme générale de la caractéristique directe d'une diode.

b) Construction de la tension de sortie (fig. 21, page précédente).

La figure 21 représente les constructions à partir d'une tension d'entrée sinusoïdale : du courant d'entrée, du courant de sortie et de la tension de sortie.

La comparaison des figures 20 et 21 montre que, pour les grands signaux, la commande en tension introduit plus de distorsion que la commande en courant.

c) Pente d'un transistor.

La commande en tension étant comparable à celle d'un tube à vide, il est utile, dans ce type de commande, de définir la pente du transistor par analogie avec celle de la triode et de la pentode $\left(s = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \text{ à tension } V_a \text{ constante}\right)$:

La pente d'un transistor est égale au quotient d'une petite variation du courant de sortie par la variation correspondante de la tension d'entrée, la tension entre électrode de sortie et électrode commune restant constante (sortie en court-circuit pour l'alternatif).

Pour le montage émetteur commun :

$$s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \text{ pour } V_{CE} = C^{te}.$$

La pente n'est intéressante que dans la *commande en tension :* la tension de sortie est $-R_C\,\Delta I_C = -R_C s\,\Delta V_{BE}$ et l'amplification en tension $-s R_C$ (comparer à $-sR_a$ pour la pentode à vide), pourvu que $R_C < r_{22e} = \rho$.

La pente du transistor s'interprète graphiquement comme celle d'une triode, sur la caractéristique courant de sortie — tension d'entrée.

Construisons une caractéristique I_C (V_{BE}) pour un transistor NPN ou $-I_C$ ($-V_{BE}$) pour un transistor PNP (fig. 22) ; cette construction n'est autre que l'élimination graphique de $-I_B$ entre les deux courbes $-I_C$ ($-I_B$) et $-V_{BE}$ ($-I_B$).

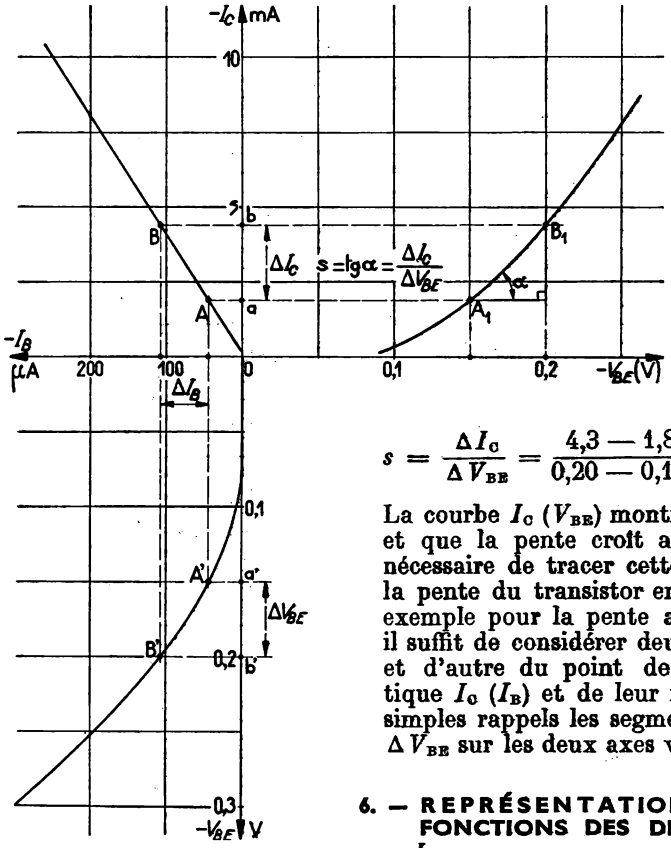


FIG. 22. — **Construction point par point de la caractéristique $-I_C$ ($-V_{BE}$) pour V_{CE} constante.**

Notons que ces courbes dépendent peu de $-V_{CE}$ et qu'il en sera donc de même de la pente. Nous avons utilisé les courbes relatives à $-V_{CE} = 4{,}5$ V qui sont données sur les feuilles de caractéristiques.

Exemple : Pour $I_C = 3$ mA, la pente du transistor vaut :

$$s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} = \frac{4{,}3 - 1{,}8}{0{,}20 - 0{,}15} = \frac{2{,}5}{0{,}05} = 50 \text{ mA/V}.$$

La courbe I_C (V_{BE}) montre clairement que $s = \text{tg}\,\alpha$, et que la pente croît avec I_C. Mais il n'est pas nécessaire de tracer cette courbe pour déterminer la pente du transistor en un point de repos ; par exemple pour la pente au point M ($I_C = 3$ mA), il suffit de considérer deux points A et B, de part et d'autre du point de repos sur la caractéristique I_C (I_B) et de leur faire correspondre par de simples rappels les segments $ab = \Delta I_C$ et $a'b' = \Delta V_{BE}$ sur les deux axes verticaux.

6. — REPRÉSENTATION DE I_C ET V_{BE} COMME FONCTIONS DES DEUX VARIABLES V_{CE} ET I_B

De même que l'on représente dans le premier quadrant I_C (V_{CE}), on représente dans le quatrième V_{BE} (V_{CE}) avec I_B en paramètre.

L'élimination graphique de V_{CE} donne :

— dans le deuxième quadrant I_C (I_B), avec V_{CE} comme paramètre ;

dans le troisième quadrant V_{BE} (I_B), avec le même paramètre V_{CE}.

On voit sur la figure 23 les réseaux publiés par un constructeur pour un transistor de faible puissance. Nous verrons plus loin ceux d'un transistor de puissance. Les variations de I_C, V_{BE}, V_{CE}, I_B que nous noterons en fonction du temps i_c, v_{be}, v_{ce},

i_b sont représentables sur ces réseaux : deux d'entre elles i_c et v_{be} comme fonctions des deux autres v_{ce} et i_b.

Cette représentation graphique correspond donc aux paramètres *hybrides* représentant les propriétés du transistor pour les signaux faibles.

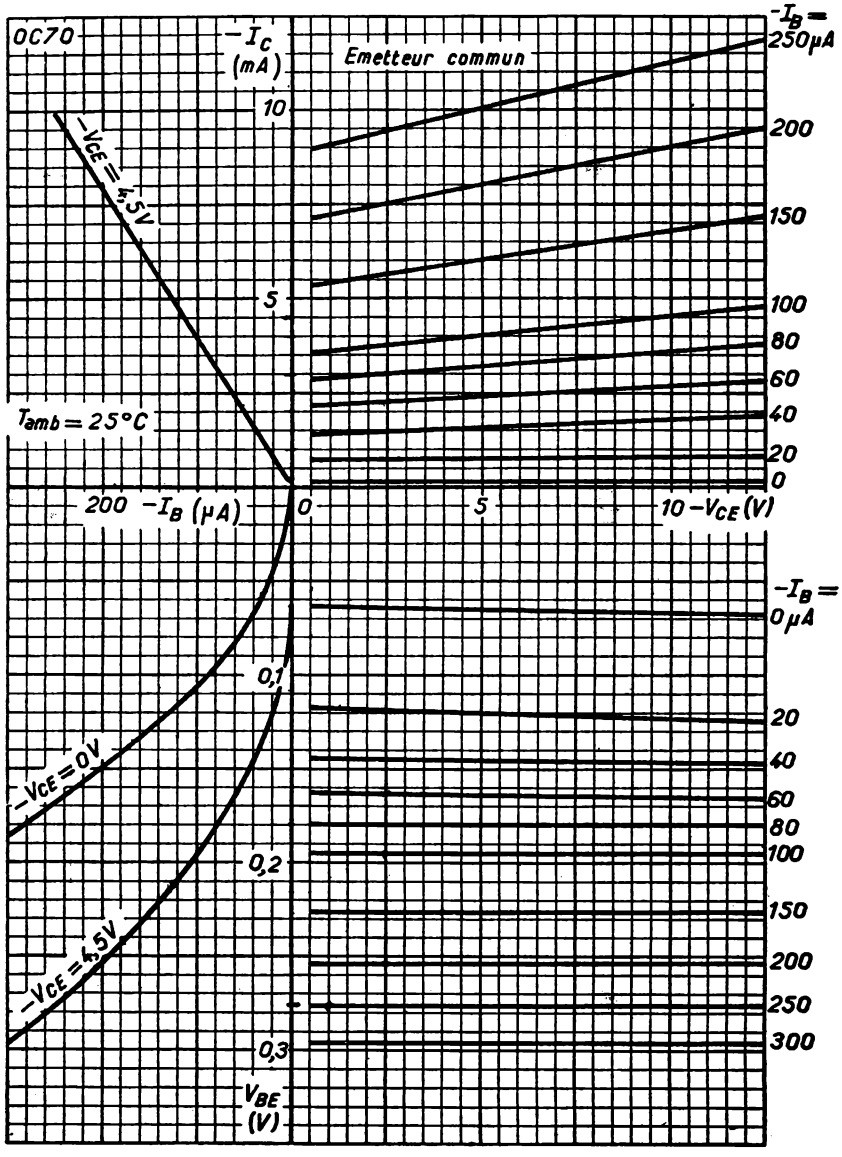


FIG. 23. — Transistor de petite puissance (OC 70 : La Radiotechnique).

E. — Procédés de polarisation

Comme un tube amplificateur, un transistor travaille autour d'un point de repos déterminé par la tension d'alimentation, la charge et la polarisation de l'électrode de commande. Il existe trois procédés principaux de polarisation :

— *polarisation directe* (par résistance entre V_{cc} et base) ;
— *polarisation par résistance entre collecteur et base ;*
— *polarisation par pont* (diviseur entre + V_{cc} et — V_{cc}).

Nous commencerons cependant par la polarisation à deux sources indépendantes, car il est utile d'y ramener les procédés ci-dessus, par des équivalences de schémas.

1. — POLARISATION PAR PILE ET RÉSISTANCE DE BASE (Fig. 24)

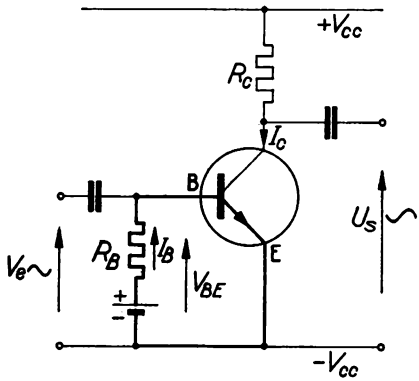


FIG. 24. — **Polarisation par pile.**
E_B : f. é. m. de la pile.

La résistance d'entrée du transistor étant négligeable devant la résistance de polarisation R_B, on a $V_{BE} \ll E_B$ et :

$$I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{E_B}{R_B}.$$

Transistor OC 70. ($-V_{CE}$) = 2 V ; le réseau $-I_C$ ($-V_{CE}$) indique que, pour obtenir $-I_C$ = 3 mA, il faut $-I_B$ = 80 μA. Avec une pile E_B = 1,5 V on prendra donc :

$$R_B = \left|\frac{E_B}{I_B}\right| = \frac{1,5}{0,08} \approx 20\ \text{k}\Omega.$$

Les procédés suivants utilisent la tension d'alimentation du collecteur pour polariser la base ; une seule source suffit alors pour faire fonctionner le transistor.

2. — POLARISATION PAR PONT ENTRE + V_{CC} ET — V_{CC} (Fig. 25)

La somme $R_1 + R_2$ est choisie assez grande pour limiter la consommation du pont ; toutefois, on est obligé d'accepter une certaine consommation, car une résistance R_2 trop grande nuit à la stabilité thermique ; l'étage comporte en outre une résistance R_E de stabilisation thermique (chap. IV). R_2 est de l'ordre de 5 à 20 k Ω, suivant R_E et R_1 de 20 à 100 k Ω.

Le théorème de Thèvenin ramène au cas précédent avec $E_B = V_{cc}\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$, de résistance interne $\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ et, puisque $R_E\ (I_c + I_B)$ $= (\beta + 1)\, R_E I_B$, on a $R_B = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + (\beta + 1)\, R_E$.

On peut donc tracer la droite de charge du circuit d'entrée, trouver I_B...

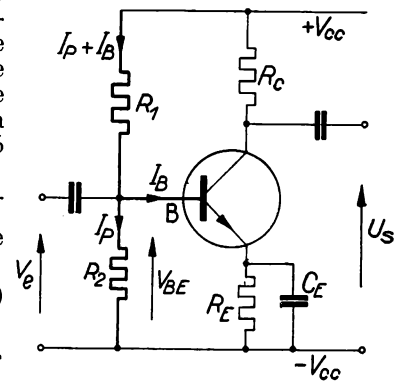


FIG. 25.

3. — POLARISATION DIRECTE (Fig. 26)

La tension E_B du montage à deux sources est remplacée par V_{cc}, donc :

$$I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_B} \approx \frac{V_{cc}}{R_B}.$$

R_B est très supérieure à la résistance d'entrée du transistor : *la base est polarisée en courant*, ce qui exclut toute stabilisation thermique et la polarisation directe des transistors au germanium. Par contre ce procédé s'applique aux transistors au silicium.

Expression de R_B en fonction de β ($= h_{21E}$) et R_C.

On suppose $V_{CE} \approx \frac{V_{cc}}{2}$ c'est-à-dire le point de repos au milieu de la droite de charge (voir principe de la demi-tension, p. 143), donc

$$\frac{V_{cc}}{2} = R_c I_C = \beta R_c I_B = \beta R_c \frac{V_{cc}}{R_B}.$$

$$\boxed{R_B \sim 2\beta R_c.}$$

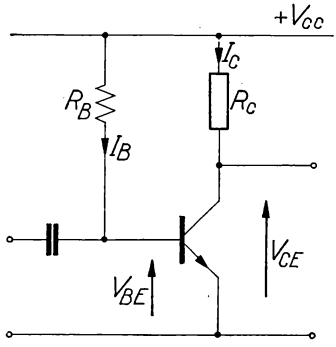


FIG. 26. — **Polarisation directe.**

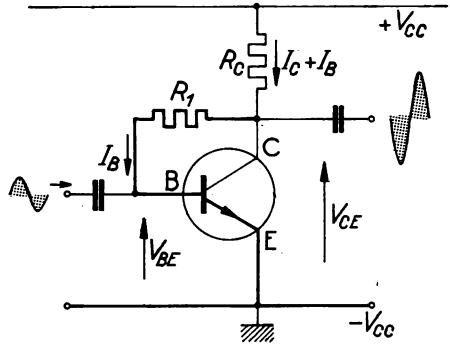


FIG. 27. — **Polarisation par résistance entre collecteur et base :**

$R_1 = \left|\frac{V_{CE}}{I_B}\right|$ si l'on néglige $V_{BE} \ll V_{CE}$.

4. — POLARISATION PAR RÉSISTANCE ENTRE COLLECTEUR ET BASE (Fig. 27)

Ce montage dérive du précédent : il suffit de relier la résistance de polarisation R_1 au collecteur ; elle est alors soumise à une tension de l'ordre de la moitié de la précédente et par suite :

$$\boxed{R_1 \sim \beta R_c.}$$

Contre-réaction par R_1. En fonctionnement, R_1 est traversée par un courant alternatif qui se retranche du courant d'entrée : cette contre-réaction parallèle-parallèle (ou courant-tension) ne modifie pas l'amplification en tension, mais

diminue : l'amplification en courant, la résistance d'entrée, la résistance de sortie de l'étage.

On peut supprimer cette contre-réaction en découplant un point intermédiaire de R_1 (voir fig. 14, p. 147) qui montre en outre une variante : polarisation par pont entre collecteur et masse.

F. — Le transistor aux faibles courants

I. — RELATION ENTRE LES COURANTS RÉSIDUELS A BASE OUVERTE (I_{CEO}) ET A ÉMETTEUR OUVERT (I_{CBO})

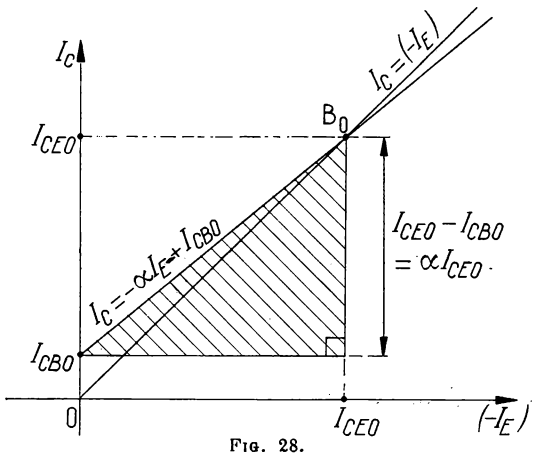


FIG. 28.

L'équation fondamentale :

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO} \quad (1)$$

est de la forme mathématique $y = ax + b$; la fonction I_C de $(-I_E)$ est représentée par une demi-droite de coefficient angulaire $\alpha < 1$ (de peu) et d'ordonnée à l'origine I_{CBO}. Cette droite (fig. 28) coupe donc la première bissectrice des axes de coordonnées $I_C = -I_E$ en un point B_0 où le courant de base $I_B = -(I_C + I_E) = 0$. Ce point B_0 correspond donc au fonctionnement à base ouverte et à :

$$I_C = -I_E = I_{CEO}.$$

Remplaçons I_C et $-I_E$ par I_{CEO} dans l'équation fondamentale 1 :

$$I_{CEO} = \alpha I_{CEO} + I_{CBO},$$

$$(1 - \alpha) I_{CEO} = I_{CBO},$$

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} = (\beta + 1) I_{CBO}.$$

$$\boxed{I_{CEO} = (\beta + 1) I_{CBO}.}$$

Pour d'autres démonstrations, voir *Transistors, Problèmes*, fascicule 1, n° 17.

REMARQUE. La relation $I_{CEO} - I_{CBO} = \alpha I_{CEO}$ est évidente dans le triangle rectangle hachuré de la figure 28.

2. — IDENTITÉ DES DEUX FORMES DE L'ÉQUATION FONDAMENTALE

Nous avons réservé la forme :

(1) $I_C = -\alpha I_E + I_{CBO}$ au montage base commune,

(2) $I_C = \beta I_B + I_{CEO}$ au montage émetteur commun.

(Le terme $\frac{V_{CE}}{r_{22e}}$ n'intervient qu'aux fortes valeurs de I_C et de V_{CE}.)

Montrons que (2) *résulte de* (1).

Les grandeurs et paramètres des équations (1) et (2) sont encore liés par les relations :

$$I_E + I_B + I_C = 0 \tag{3}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \tag{4}$$

$$I_{CEO} = (\beta + 1)\, I_{CBO}. \tag{5}$$

Portons dans (1) les expressions de I_E, α et I_{CBO} tirées de (3), (4) et (5) :

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1}(I_C + I_B) + \frac{I_{CEO}}{\beta + 1}.$$

Multiplions les deux membres par $\beta + 1$:

$$(\beta + 1)\, I_C = \beta\, I_C + \beta\, I_B + I_{CEO}.$$

On en déduit enfin :

$$I_C = \beta\, I_B + I_{CEO},$$

qui n'est autre que la forme (2) de l'**équation fondamentale** ; chacune des formes (1) et (2) est valable dans tous les montages.

3. — LORSQUE I_C CROIT, LE COURANT DE BASE S'INVERSE POUR $|I_C| = I_{CEO}$.

A émetteur ouvert, les courants d'un transistor valent :

$$I_E = 0\ ;\quad I_C = I_{CBO}\ ;\quad I_B = -(I_C + I_E) = -I_{CBO}.$$

Le courant de base et le courant de collecteur sont alors de signes opposés ; il en est évidemment ainsi jusqu'au point B_0 de la figure 28, c'est-à-dire tant que $I_C > (-I_E)$.

Au-delà de B_0, on a au contraire $I_C < (-I_E)$ donc I_B est de même signe que I_C.

En résumé :

Les courants de base et de collecteur ont même signe pour $I_C > I_{CEO}$.

C'est pourquoi, en émetteur commun, les polarisations de base et de collecteur sont de même signe dans les montages usuels.

Les courants de base et de collecteur sont de signes opposés pour $I_C < I_{CEO}$.

C'est pourquoi, en émetteur commun, il faut inverser la polarisation de la base pour obtenir un courant résiduel $< I_{CEO}$; on le fait dans l'état bloqué des transistors de commutation (Exercice 11).

L'inversion du courant de base est facile à mettre en évidence par des mesures directes.

4. — MONTAGE COLLECTEUR COMMUN

Désignons par $\gamma = -\dfrac{\Delta I_E}{\Delta I_C} > 0$, l'amplification en courant (à sortie court-circuitée pour l'alternatif ; on a :

$$\gamma = -\frac{\Delta I_E}{\Delta I_C} \times \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{\beta}{\alpha} = \frac{1}{1-\alpha} = \beta + 1.$$

En outre :

$$I_E = -(I_C + I_B) = -(\beta I_B + I_{CEO} + I_B)$$

$$\boxed{I_E = \gamma I_B - I_{CEO}.}$$

Notons qu'à base ouverte ($I_B = 0$), on retrouve bien $I_E = -I_{CEO}$; $I_C = I_{CEO}$.

5. — RETOUR SUR LE PHOTOTRANSISTOR (P. 66)

Nous sommes maintenant en mesure d'exprimer le courant d'un phototransistor :

— Le *courant d'obscurité* est le courant résiduel du transistor ; la génération thermique produit le courant de porteurs minoritaires I_{CBO} à travers la jonction de collecteur, et l'effet transistor conduit, *à base ouverte*, au courant d'obscurité :

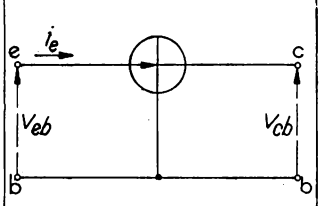
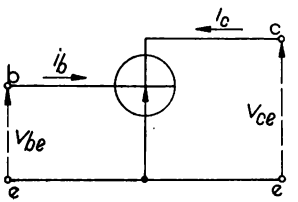
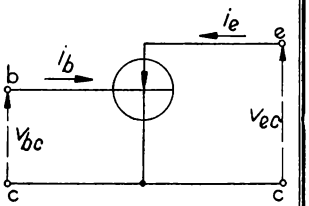
$$I_{CEO} = (\beta + 1)\, I_{CBO}.$$

— Le *courant photoélectrique* I_{PH} *à émetteur ouvert* est dû aux paires électron-trou créées par la lumière ; le courant inverse total de la jonction collecteur est alors $I_{CBO} + I_{PH}$. L'effet transistor l'amplifie comme I_{CBO} lui-même ; on obtient donc à *base ouverte* le courant total de collecteur :

$$I_C = (\beta + 1)\,(I_{CBO} + I_{PH}) = (\beta + 1)\, I_{PH} + I_{CEO}.$$

G. — Comparaison des trois montages fondamentaux

(pour les transistors de petite puissance A. F.).

Propriétés. \ Montage.	Base commune.	Émetteur commun.	Collecteur commun.
Schéma de principe.			
Résistance d'entrée.	Faible ($\sim$ 100 Ω).	Moyenne ($\sim$ 1 kΩ).	Élevée ($\sim$ 200 kΩ).
Résistance de sortie.	Élevée ($\sim$ 1 MΩ).	Moyenne ($\sim$ 10 à 30 kΩ).	Faible (200 Ω).
Amplification en courant (sortie en C. C. pour l'alternatif).	N'amplifie pas en courant $\alpha = -h_{21b}$ (< 1 et ≈ 1).	Élevée $h_{21e} = \beta = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$ (10 à plus de 100).	Élevée $\gamma = -h_{21c} = \beta + 1 = \dfrac{1}{1-\alpha}$.
Amplification en tension.	Élevée.	Élevée.	N'amplifie pas en tension ($\sim$ 1).
Gain en puissance. $G_P = 10 \lg A_P$	Moyen ($\sim$ 20 dB).	Élevé (20 à 35 dB).	Faible ($\sim$ 10 dB).
Fréquence de coupure. (Attaque en courant).	f_α élevée. Fréquence à laquelle $\lvert\alpha\rvert = \alpha_0/\sqrt{2}$	$f_\beta = \dfrac{f_\alpha}{\beta_0 + 1} \ll f_\alpha$.	$\sim f_\beta$.
Phase (de la tension).	Pas d'inversion.	Le montage émetteur commun **inverse** la phase.	Pas d'inversion.

Récapitulation des équations du transistor à jonctions

I_E, I_B, I_C : *courants continus* ; i_e, i_b, i_c : *courants alternatifs.*
V_{EB}, V_{CB} ; V_{BE}, V_{CE} : *tensions continues* ; v_{eb}, v_{cb} ; v_{be}, v_{ce} : *tensions alternatives.*

Conservation du courant (*règle des nœuds; courants dérivés*) :	$I_E + I_B + I_C = 0$ $\Delta I_E + \Delta I_B + \Delta I_C = 0$ $\boxed{i_e + i_b + i_c = 0}$
TRIPOLE :	$v_{ce} + v_{eb} + v_{bc} = 0$
Amplification en courant (*sortie en C. C. pour l'alternatif*) : base commune :	$\alpha = -\dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = -\dfrac{i_c}{i_e} > 0$
émetteur commun :	$\beta = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \dfrac{i_c}{i_b} > 0$
collecteur commun :	$\gamma = -\dfrac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = -\dfrac{i_e}{i_b}$
Relations entre α, β *et* γ :	$\boxed{\beta = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}} \geqslant 1$ $\alpha = \dfrac{\beta}{\beta+1} \approx 1 \ (< 1)$ $\gamma = \dfrac{\beta}{\alpha} = \dfrac{1}{1-\alpha} = \beta + 1$
Courant résiduel : à émetteur ouvert ($I_B = 0$) :	I_{CBO} (*d'origine thermique ; croît exponentiellement avec* t)
à base ouverte ($I_B = 0$) :	$\boxed{I_{CEO} = (\beta + 1)\, I_{CBO}}$
Équation fondamentale (formes algébriques valables pour les deux types PNP et NPN) :	$\boxed{I_C = -\alpha I_E + I_{CBO}}$ ou $\boxed{I_C = \beta I_B + I_{CEO}}$
Résistance de sortie (*correspond à la résistance interne* ρ *de la triode ;* $r_{22e} \ll r_{22b}$) (1) :	$r_{22b} = \dfrac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C} = \dfrac{v_{cb}}{i_c}$ (I_B constant)
	r_{22e} ou $\rho = \dfrac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \dfrac{v_{ce}}{i_e}$ (I_C constant)
Droite de charge (émetteur commun) (*comparer à la triode* :	$\boxed{V_{CE} = V_{CC} - R_c I_C}$ $V_a = V_b - R_a I_a$)
Réaction de collecteur et tension de sortie (*comparer à la triode* :	$\Delta V_{CE} = -R_c \Delta I_C$; $\boxed{v_{ce} = -R_c i_c}$ $\Delta V_a = -R_a \Delta I_a$; $v_a = -R_a i_a$)

(1) En fonction des paramètres hybrides (Semiconducteurs, 2e partie) :

$$\alpha = -h_{21b} ; \ \beta = h_{21e} ; \ \gamma = -h_{21c} ; \ r_{22b} = \frac{1}{h_{22b}} ; \ r_{22e} \text{ ou } \rho = \frac{1}{h_{22e}}.$$

EXERCICES DU CHAPITRE III

1. On dispose d'un transistor à jonctions dont on ne connaît que la sortie de base (fil du milieu) ; en outre, on ignore son type PNP ou NPN. Quelles expériences simples peut-on réaliser :

1° Pour déterminer le type ?

2° Pour distinguer l'émetteur et le collecteur ?

2. On a trouvé pour un transistor un rapport $\gamma = -\dfrac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = 40$.

Calculer le gain en courant à sortie court-circuitée pour l'alternatif :

1° Pour le montage base commune de ce transistor.

2° Pour le montage émetteur commun.

Réponses : 0,975 et 39.

3. Montage émetteur commun. Déterminer, sur le réseau de sortie du transistor OC 70, le gain en courant (sortie court-circuitée pour l'alternatif) et la résistance de sortie :

1° Au point — $V_{CE} = 2{,}5$ V ; — $I_B = 60$ µA.

2° Au point — $V_{CE} = 8$ V ; — $I_B = 150$µA.

4. Montage amplificateur émetteur commun.

Transistor OC 70 ; tension d'alimentation : — $V_{CC} = 9$ V ; résistance de charge $R_c = 2\text{k}\Omega$.

1° Tracer la droite de charge sur le réseau de sortie, puis tracer la caractéristique — I_C (— I_B) du montage.

2° Évaluer la résistance équivalente au transistor (entre les bornes de sortie) pour les trois valeurs : — $I_B = 0$; — $I_B = 40$ µA ; — $I_B = 125$ µA.

3° On adopte comme courant de polarisation de repos : — $I_B = 60$ µA. Sachant que le signal de commande produit le courant (en µA) $i_b = 60 \sin \omega t$, tracer les courbes (une période) du courant de sortie i_c (t) et de la tension de sortie v_{ce} (t).

4° Sachant que la commande précédente est une commande « par courant », déterminer l'amplification en tension et l'amplification en puissance du transistor.

5. Mêmes questions pour le transistor OC 72 (p. 119) aux points — $V_{CE} = 1$ V et :

1° — $I_B = 0{,}3$ mA ;

2° — $I_B = 1{,}5$ mA.

6. Commande par tension. Refaire avec les caractéristiques en émetteur commun d'un transistor OC 70, OC 72... les constructions de la figure 21. Se donner la tension d'alimentation, la résistance de charge, le courant — I_B de repos et le signal d'entrée en adaptant les valeurs à chaque transistor.

7. La figure 29 représente une résistance R variable avec la tension appliquée (diode, entrée d'un transistor ..) et la caractéristique I (U) de cette résistance.

1° Quelles sont les coordonnées du point de repos (obtenu en supprimant la tension e) ?

2° Tracer point par point, lorsque $e = 0{,}25 \sin\omega t$ volt, les courbes :

a) Du courant i (t) dans le circuit.

b) De la variation u (t) de la tension aux bornes de R.

Observer les distorsions introduites par la courbure de la caractéristique.

3° La caractéristique d'entrée I (U) précédente est celle d'un transistor OC 26 en émetteur commun (elle varie peu avec les charges usuelles). Utiliser la courbe i (t) obtenue dans la question 2 pour construire les courbes i_c (t) et v_{ce} (t) sachant que la tension d'alimentation est — V_{CC} = 9 V et la résistance de charge R = 6 Ω.

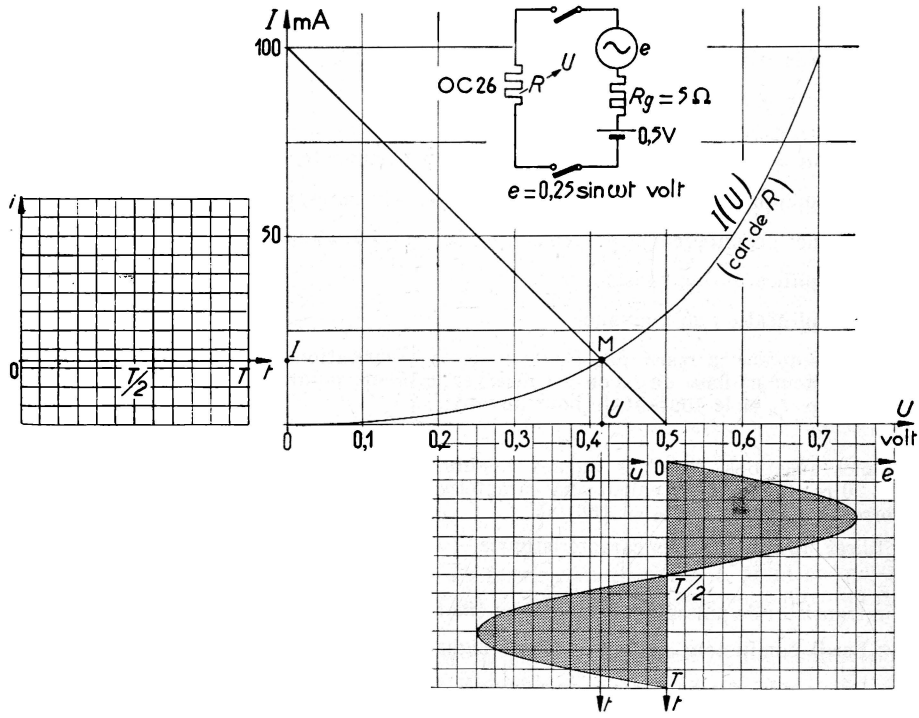


FIG. 29.

Lequel des deux courants i (t) = i_b (t) ou i_c (t) présente la plus faible distorsion ?

4° Déterminer l'amplification en tension et l'amplification en puissance du transistor.

8. D'après les courbes du constructeur (p. 155), tracer pour le transistor OC 26 la caractéristique $-I_c$ (— V_{BE}) pour — V_{CE} = 1 volt.

Trouver, à l'aide de cette courbe, la pente du transistor au point — V_{CE} = 1 V ; I_C = 1 A.

9. Un transistor OC 70 monté en émetteur commun avec une résistance de charge R_c = 1 kΩ et une tension d'alimentation — V_{CC} = 4,5 V a donné les résultats suivants :

— I_B (μA)	0	22	40	52	72	90	105	122	143
— V_{BE} (mV)	70	125	154	175	190	204	218	232	245
— I_c (mA)	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0

Dans toute la suite, on règle la polarisation pour que $-V_{BE} = 200$ mV au repos.

1° Tracer la droite de charge, la caractéristique $-I_C$ (I_B) et la caractéristique d'entrée $-I_B$ ($-V_{BE}$) dans les trois quadrants habituels.

2° Quelles sont, au point de repos, les valeurs :

a) De $-I_B$, $-I_C$, $-V_{CE}$?

b) De la résistance d'entrée en continu ?

c) De la résistance dynamique d'entrée ?

3° La polarisation est obtenue par pont (fig. 25 : R_1 entre $-V_{CC}$ et base, R_2 entre base et $+V_{CC}$). Sachant que $R_2 = 3{,}3$ kΩ, calculer R_1.

4° On applique entre base et émetteur la tension sinusoïdale (efficace) $V = 25$ mV.

Déterminer graphiquement la tension de sortie crête à crête. En déduire :

a) L'amplification en tension.

b) L'amplification en puissance.

5° On remplace la résistance R_1 du pont de polarisation par une résistance R_1 entre collecteur et base de façon à conserver le même point de repos : calculer R_1. (On néglige I_B et le courant de pont devant I_C.)

10. Mêmes questions, avec les mêmes valeurs de R_c et $-V_{CC}$ mais pour un transistor OC 70 répondant exactement aux caractéristiques moyennes (p. 106), le point de repos correspondant à $-V_{BE} = 160$ mV.

Utiliser directement les caractéristiques $-I_C$ ($-I_B$) et $-I_B$ ($-V_{BE}$) du constructeur.

11. Un transistor de puissance est monté en émetteur commun comme l'indique la figure 30 :

1° Est-il conducteur en l'absence de signal entre base et point commun ?

Précisez le rôle de la diode au silicium D dans l'émetteur (p. 74: $V_o = 0{,}7$ V).

2° Exprimer l'intensité du courant dans la charge en l'absence de signal de commande. L : inductance du primaire à secondaire ouvert.

3° On applique un signal négatif à l'entrée du transistor : montrer que le courant dans la charge augmente et qu'il est ainsi possible de commander une puissance très supérieure à celle du transistor.

4° Généraliser le schéma à la commande d'un petit moteur asynchrone triphasé à cage par un seul transistor.

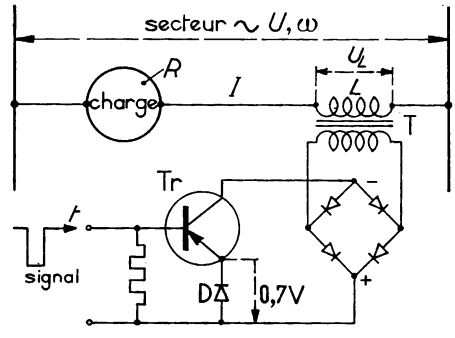


FIG. 30.

5° On améliore le montage à l'aide d'un condensateur C en parallèle avec L et tel que $LC\omega^2 = 1$. En quoi consiste cette amélioration ?

12. Dans le relais temporisé de la figure 31 :

R_L : résistance de la bobine du relais, assez faible pour ne pas modifier le gain en courant en court-circuit du transistor : $\beta = 50$.

Courant d'enclenchement du relais : 4,1 mA ; on adopte $I_C = 6$ mA, d'où la résistance d'entrée du transistor, en courant continu : $R_e = 1$ kΩ.

D_Z : diode de Zéner ; tension de Zéner : 6,5 V ; courant inverse négligeable avant le claquage.

La résistance R_2 du pont de polarisation est de 1 kΩ et la tension d'alimentation $V_{CC} = 24$ V.

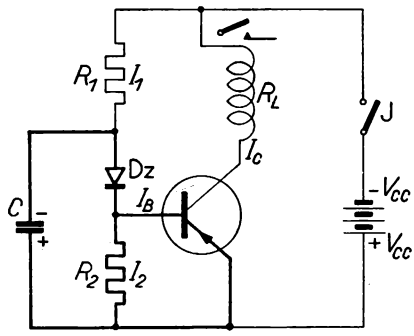


FIG. 31.

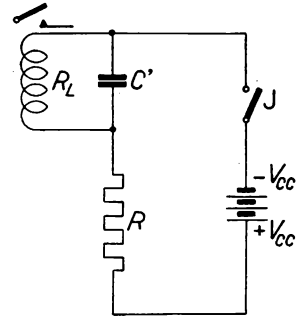


FIG. 32.

1° Le condensateur C étant déchargé, on ferme l'interrupteur J. Montrer que D_Z ne devient pas immédiatement conductrice et que le relais fonctionne avec un certain retard.

2° Calculer la résistance de polarisation R_1 pour que, lorsque D_Z est conductrice, on obtienne le courant de collecteur $I_C = 6$ mA.

3° Calculer C, compte tenu du résultat précédent pour que le retard soit égal à 5 secondes.

4° On remplace le transistor par une résistance R (fig. 32) ; le condensateur de temporisation est alors disposé aux bornes de $R_L = 200$ Ω. Calculer :

a) R pour que le courant atteigne 6 mA.

b) La capacité C' procurant le même retard $t_0 = 5$ s avec la même tension d'alimentation $V_{CC} = 24$ V. Avantage du relais à transistor.

Réponses : 2° 72,5 kΩ. 3° 218 μF. 4° : *a*) 3,8 kΩ ; *b*) 23 000 μF.

13. Les dispositifs de commutation à contact sont de plus en plus remplacés, en automatisme, par des dispositifs sans contacts à semiconducteurs (diodes, transistors) ou à éléments magnétiques.

La figure 33 indique les significations de deux importantes fonctions logiques : fonction *OU*, fonction *ET* ; X, Y, Z correspondent à des informations quelconques pouvant se traduire par un circuit fermé ou ouvert, une tension appliquée ou non... Les bases des transistors *TR*1, *TR*2, *TR*3 de la figure 34 sont négatives en l'absence des signaux (positifs) X, Y, Z.

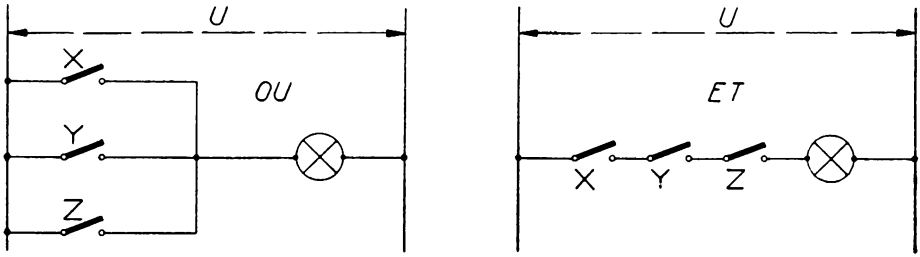


FIG. 33.

1° Sachant que, dans le montage de la figure 34, lorsque la condition correspondant au circuit est satisfaite, la lampe *OUI* (L_O) brille tandis que la lampe *NON* (L_N) est éteinte, trouver si ce montage est un circuit *ET* ou un circuit *OU*.

2° Tracer le schéma du montage (*OU* ou bien *ET*) non représenté, sachant que toute la partie du schéma de la figure 33 concernant *Tr3* et *Tr4* est conservée.

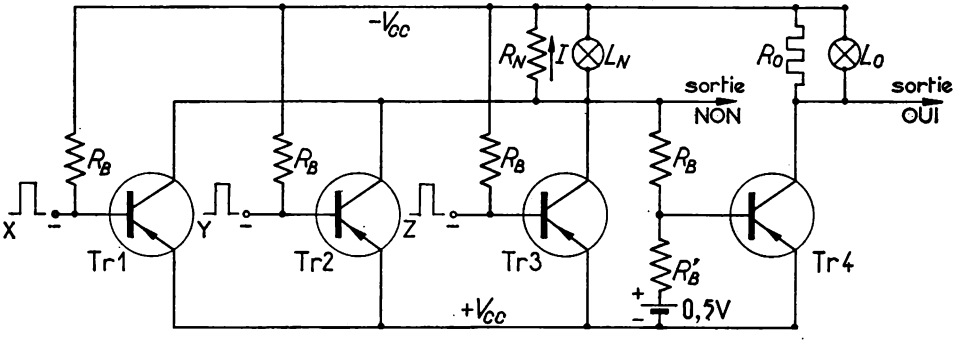


FIG. 34.

14. Un transistor OC 72 (caractéristiques p. 119) monté en émetteur commun a pour charge une bobine de relais de résistance 250 ohms. La tension d'alimentation est $V_{CC} = 24$ V.

1° Faire le schéma du montage.

2° Faut-il appliquer à la base un signal positif ou un signal négatif pour faire fonctionner le relais ?

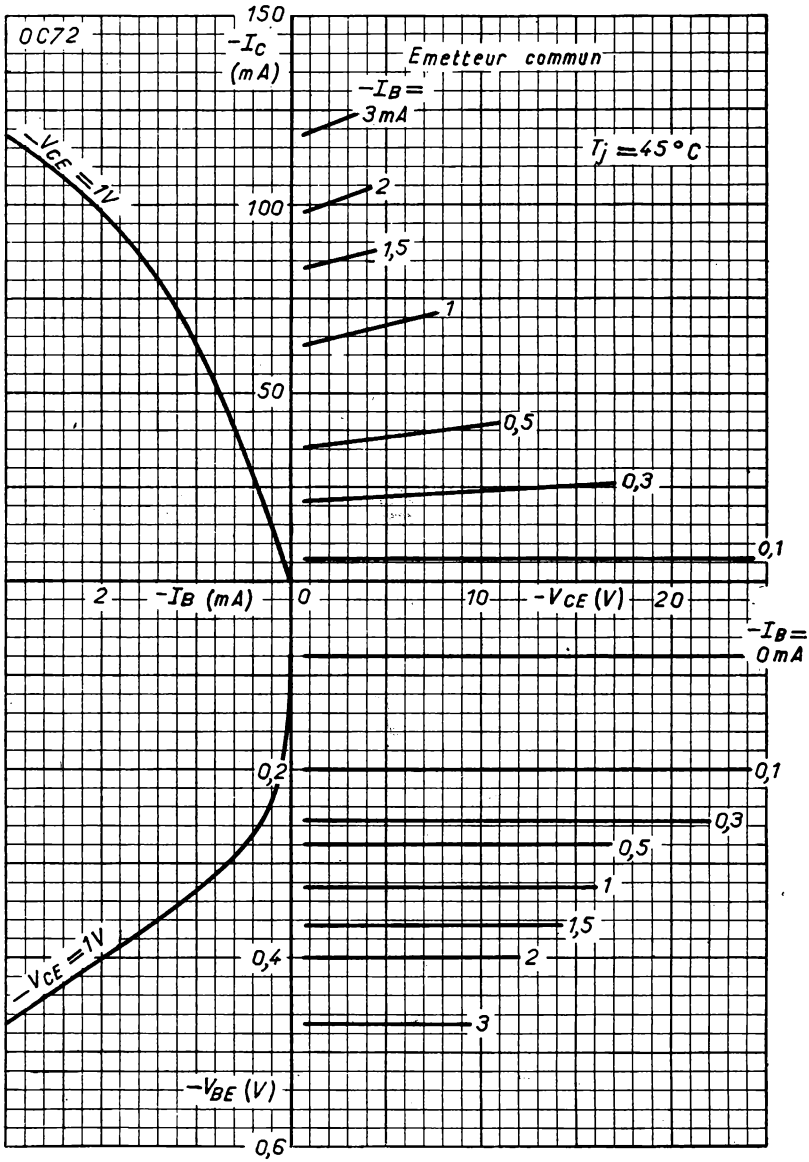
3° Tracer la droite de charge ; en déduire l'intensité minimale du courant de commande permettant le fonctionnement par tout ou rien ; quelle est la tension d'entrée correspondante ? On pourra négliger la tension — $V_{CE} = 0{,}2$ V aux bornes du transistor complètement conducteur et prolonger les caractéristiques — I_C (— V_{CE}) jusqu'à l'axe des I_C.

4° Calculer la puissance d'entrée du transistor, la puissance commandée et l'amplification en puissance.

5° Dans le montage pratique, on dispose entre émetteur et point commun une diode

OC 72
2-OC 72

TRANSISTOR
AU GERMANIUM A JONCTIONS
(P N P)
(De puissance moyenne - Applications BF)



Document La Radiotechnique.

au silicium (de chute directe 0,7 V pratiquement indépendante du courant) et une résistance R_B de quelques kΩ entre base et point commun.

a) Compléter le schéma et expliquer le fonctionnement et l'utilité de cette polarisation.

b) Résoudre en considérant ce nouveau schéma et une résistance $R_B = 5$ kΩ les questions 3° et 4° (1).

SOLUTION

1° 2° Nous laissons au lecteur le soin de tracer les schémas et de répondre à la question 2.

3° La droite de charge joint le point $-V_{CC} = 24$ *V de l'axe des tensions au point* $-I_c = \frac{-V_{CC}}{R_c}$ *(mA, V, kΩ) de l'axe des courants, soit* $-I_c = \frac{24}{0{,}25} = 96$ *mA.*

Ce dernier point est situé sensiblement sur la caractéristique $-I_B = 2$ *mA (prolongée), l'intensité minimale du courant de commande est donc* **2 mA.**

Nous verrons au 5° la marge de sécurité qu'il convient d'adopter.

4° La caractéristique d'entrée $-V_{BE}$ *(*$-I_B$*) située dans le troisième quadrant des feuilles de notices indique, pour* $-I_B = 2$ *mA, la tension d'entrée* $-V_{BE} = 0{,}40$ *V. La puissance d'entrée (puissance dépensée par le générateur de commande) est donc :*

$$P_e = V_{BE}\, I_B \text{ (mW, V, mA), soit } P_e = 0{,}40 \times 2 = \boxed{0{,}80 \text{ mW.}}$$

En l'absence de signal d'entrée le transistor est bloqué *(en réalité il est traversé par le courant résiduel* $-I_{CEO}$ *que nous négligerons) :*

$$-V_{CE} = -V_{CC} = 24 \text{ V} ; \quad -I_c = 0.$$

La bobine du relais ne reçoit pas de puissance. Lorsque le signal d'entrée $-I_B > 2$ *mA est appliqué,* le transistor est saturé :

$-V_{CE} = 0$ *(en réalité tension de coude* $-V_{CEK} \simeq 0{,}2$ *V que nous négligerons) ;*

$$-I_c = 96 \text{ mA.}$$

Toute la tension d'alimentation $-V_{CC} = 24$ *V est appliquée au relais qui consomme la puissance utile ou puissance de sortie du transistor :*

$$P_s = V_{CC}\, I_c = 24 \times 96 = \boxed{2\,304 \text{ mW} \approx 2{,}3 \text{ W.}}$$

(Ou bien, évidemment : $P_s = R_e\, I_c^2 = 0{,}25 \times 96^2 = 2\,304$ *mW.)*

Le transistor permet donc de fournir la puissance $P_s = 2\,304$ *mW au relais en dépensant seulement pour la commande la puissance* $P_e = 0{,}80$ *mW ; l'amplification en puissance est donc :*

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{2\,304}{0{,}80} = \boxed{2\,880.}$$

$$G_p = 10 \lg A_p = 10 \lg 10^3 \times 2{,}88 = \boxed{34{,}6 \text{ dB.}}$$

5° a) Le courant d'émetteur traverse la diode ; le transistor OC 72 étant du type PNP, la cathode de la diode est reliée à l'émetteur, son anode au point commun (+ V_{CC}). *En l'absence de signal d'entrée la résistance* R_B *maintient la base au potentiel du point com-*

(1) Énoncé rédigé d'après une étude aimablement communiquée par M. Sirven qui a mis au point des relais de ce type. Nous lui adressons nos sincères remerciements.

mun; on a donc $V_{BE} = +0{,}7$ *V. La diode émetteur-base est sous tension inverse et il en résulte un courant résiduel de collecteur* $I_{CO} < I_{CEO}$ *que l'on obtiendrait à base ouverte : le transistor au repos consomme* $V_{CC}\, I_{CO} < V_{CC}\, I_{CEO}$ *et s'échauffe moins.*

b) *La droite de charge relie le point* $V_{CC} - 0{,}7 = 23{,}3$ *V de l'axe horizontal, au point* $\frac{23{,}3}{0{,}25} \simeq 93$ *mA de l'axe vertical ; on peut conserver la même valeur minimale* $\boxed{-I_B = 2\ mA}$ *pour le signal de commande.*

La tension minimale du signal est supérieure de 0,7 V à celle de la question 4, soit 0,4 + 0,7 = 1,1 V. L'intensité du signal la somme de deux intensités :

$$-I_B = 2\ mA \quad et \quad \frac{1{,}1}{R_B} = \frac{1{,}1}{5} \simeq 0{,}22\ mA.$$

Nous adopterons 2,3 mA, d'où :

$$P_e = 1{,}1 \times 2{,}3 \approx \boxed{2{,}5\ mW.}$$

D'autre part :

$$P_s = 23{,}3 \times 93 = \boxed{2\,160\ mW.}$$

$$A_p = \frac{2\,160}{2{,}5} = \boxed{864} \quad soit \quad G_p = 29\ dB.$$

REMARQUE. — *En réalité on adopterait, pour être sûr du fonctionnement* $-I_B > 2$ *mA, entre 2,5 et 3 en pratique.*

Avec $-I_B = 2{,}8$ *mA, correspondant à* $-V_{BE} = 0{,}46$ *V on a :*

$$tension\ de\ signal = 0{,}46 + 0{,}7 = 1{,}16 \approx 1{,}2\ V;$$

$$intensité\ du\ signal = 2{,}8 + \frac{1{,}2}{5} = 2{,}8 + 0{,}24 \approx 3\ mA;$$

$$P_e = 1{,}2 \times 3 = 3{,}6\ mW;$$

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{2\,160}{3{,}6} \approx 600;$$

$$G_p = 10\ lg\ 600 = 27{,}8\ dB \approx 28\ dB.$$

15. Résoudre les questions de l'exercice précédent mais avec les valeurs suivantes :

— tension d'alimentation : $-V_{CC} = 20$ V ;

— résistance de la bobine du relais : 333 ohms.

Réponses : 3° $I_B = 1$ mA ; $V_{BE} = 0{,}325$ V. 4° 0,325 mW ; 1,2 W ; $A_p = 3\,700$; $G_p = 35{,}7$ dB. 5° 1,2 mW ; 1,12 W ; 926 ; 29,7 dB. (Voir pour une variante : Problèmes, 1re Partie, n° 15.)

16. 1° On a mesuré l'amplification en courant, à sortie en court-circuit pour l'alternatif : $\beta = 50 \pm 2$. On en déduit l'amplification correspondante α du montage base commune : quelle est la précision (incertitude relative) de cette détermination ? Écrire le résultat avec le nombre voulu de chiffres et l'incertitude absolue.

2° Inversement, quelle doit être la précision de la mesure de α pour que $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ soit déterminé avec une précision de 2 % ? Conclusion.

17. On détermine l'amplification en courant α, à sortie en court-circuit pour l'alternatif, en mesurant deux valeurs du courant d'émetteur $I_E = 1{,}0$ mA ; $I'_E = 2{,}0$ mA et les deux valeurs correspondantes du courant de base : $I_B = 38\ \mu A$; $I'_B = 65\ \mu A$. Calculer : 1° La valeur de α.

2° La précision de cette mesure $\left(\text{incertitude relative } \frac{\Delta\alpha}{\alpha}\right)$. Les deux valeurs de I_B étant mesurées avec un même appareil, sur le même calibre, on néglige l'incertitude de construction devant les incertitudes de lecture : 38 et 65 divisions, à 0,5 division près. De même pour I_E et I'_E : 10 et 20 divisions à 0,5 division près.

3° On calcule ensuite $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$. Avec quelle précision connaît-on β ?

Réponse : On adopte la même notation qu'en alternatif : i_b pour $\Delta I_B = I'_B - I_B$, etc. : 2° $\frac{\Delta\alpha}{\alpha} = \frac{i_b}{i_e - i_b}\left(\frac{\Delta i_b}{i_b} + \frac{\Delta i_e}{i_e}\right) < 0{,}004$.

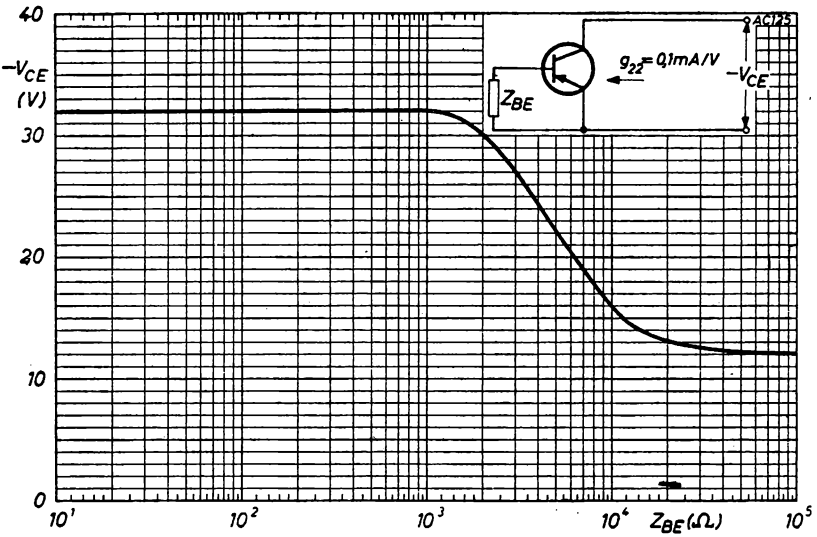
$\frac{\Delta\beta}{\beta} = 14{,}8\ \% < 15\ \%$.

18. Dans le montage de la figure 25, page 107, on se donne le point de repos : I_0, I_B, V_{BE} ainsi que V_{CC}, R_2, R_E.

1° Exprimer R_1 en fonction des données.

2° *Application.* Transistor OC 75 : $|I_0| = 2{,}28$ mA ; $|I_B| = 20\ \mu$A ; $|V_{BE}| = 0{,}13$ volt. $|V_{CC}| = 9$ volts ; $R_2 = 4{,}6$ kΩ ; $R_E = 0{,}47$ kΩ. Calculer R_1.

Réponses : 1° $R_1 = R_2 \frac{V_{CC} - R_E(I_0 + I_B) - V_{BE}}{R_2 I_B + R_E(I_0 + I_B) + V_{BE}}$. 2° 2,76 kΩ.



Document La Radiotechnique.

FIG. 2.

NOTE I. — TENSION MAXIMALE DE COLLECTEUR

Nous verrons, au chapitre IV, les limitations dues à la température ; il y en a d'autres, en particulier pour la tension de collecteur.

Les caractéristiques I_C (V_{CE}) du chapitre III n'ont pas été poussées jusqu'aux fortes tensions V_{CE}. Leur allure, pour des transistors alliés, est celle de la figure 1 : au-delà d'une certaine tension se produit le claquage du transistor par avalanche. Les constructeurs indiquent donc une tension maximale de collecteur.

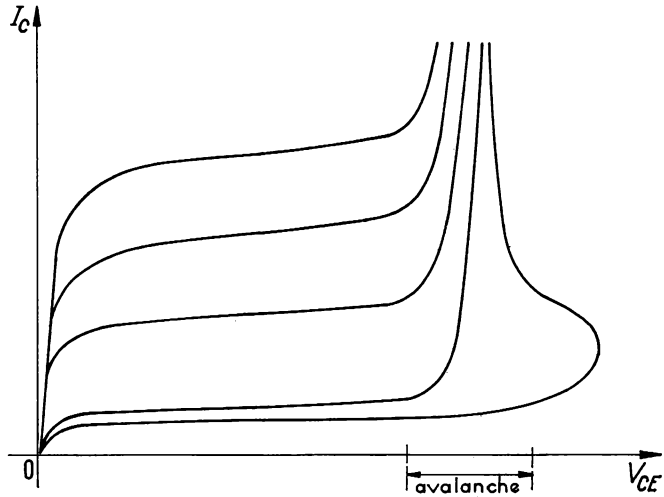


FIG. 1

En réalité, le phénomène d'avalanche est beaucoup plus complexe pour le transistor que pour une jonction unique : la tension d'avalanche dépend des circuits associés au transistor (résistifs, inductifs...), en particulier de la valeur de la résistance entre base et émetteur (fig. 2 p. 122).

Le fabricant indique généralement (recommandations FNIE 031) :

$V_{CB\,max}$: tension maximale de collecteur lorsque la base est à la masse ;

$V_{CE\,max}$: tension maximale de collecteur lorsque l'émetteur est à la masse ;

$V_{EB\,max}$: tension inverse maximale entre émetteur et base.

$V_{CE\,max}$ est souvent donnée dans les cas extrêmes : V_{CES} ($Z_{BE} = 0$) ; V_{CEO} ($Z_{BE} = 00$), ou pour une résistance R spécifiée (V_{CER}).

Souvent, ces spécifications sont précédées de la lettre B (breakdown).

NOTE II. — MONTAGE DARLINGTON

Le montage Darlington prend de l'importance. Nous plaçons son étude immédiatement après le premier chapitre des transistors parce qu'elle procure d'excellents exercices sur les relations fondamentales (approchées) : $i_c = \alpha i_e = \beta i_b$, $i_b = (1 - \alpha)\, i_e$, $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$..., qui supposent la convention $i_e = i_c + i_b$.

1. — NATURE DU MONTAGE (Fig. 1)

Le montage Darlington se compose de deux transistors, tels que :

— l'émetteur de l'un (T_1) soit relié à la base de l'autre (T_2) ;

— les deux collecteurs sont reliés.

Il se comporte comme un transistor unique ayant pour base celle de T_1, pour émetteur celui de T_2, pour collecteur les deux collecteurs reliés et d'amplification en courant α (base commune) extrêmement voisine de 1.

Par exemple : $\alpha = 0{,}9996$; d'où $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \approx 2\,500$. L'amplification maximale annoncée par les constructeurs atteint 20 000 (en courant continu).

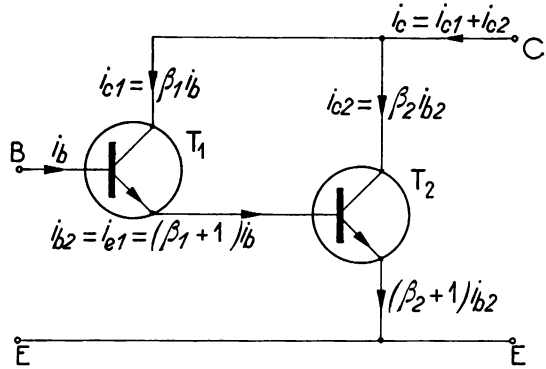


FIG. 1. — **Montage Darlington utilisé en émetteur commun.**

Les applications se développent : étages de sortie, transistors de régulation... Aussi construit-on des montages Darlington en un seul boîtier scellé ; une quatrième sortie, qui correspond à la liaison émetteur-base, permet la réalisation de variantes (§ 3).

2. — CALCUL DE L'AMPLIFICATION EN COURANT

a) Montage base commune (fig. 2).

Le courant d'émetteur de T_2 — qui est aussi celui du montage — se divise en courant de collecteur $\alpha_2 i_e$ et courant de base $(1 - \alpha_2)\, i_e = i_{e1}$. Celui-ci se divise à son tour dans T_1 en courant de collecteur $\alpha_1 i_{e1}$ et courant de base $(1 - \alpha_1)\, i_{e1}$.

Calculons le courant de collecteur i_c du transistor composé et son amplification en courant α :

$$i_c = \alpha_2 i_e + \alpha_1 i_{e1} = \alpha_2 i_e + \alpha_1 (1 - \alpha_2) i_e ;$$

$$\alpha = \frac{i_c}{i_e} = \alpha_2 + \alpha_1 (1 - \alpha_2) = \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_1 \alpha_2.$$

α étant très voisin de 1, formons la différence $1 - \alpha$:

$$1 - \alpha = 1 - \alpha_2 - \alpha_1 (1 - \alpha_2) = (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2).$$

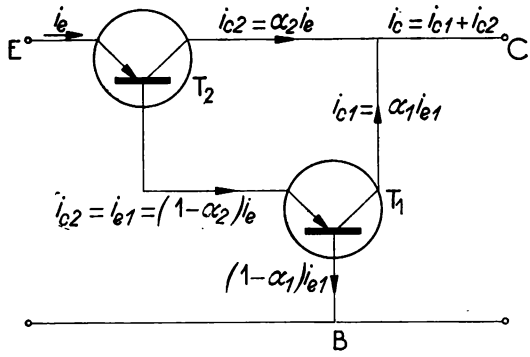


FIG. 2. — **Montage Darlington considéré en base commune.**

En résumé :

$$\boxed{\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_1 \alpha_2 = 1 - (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2).}$$

Avec deux transistors tels que $\alpha_1 = \alpha_2$, calculons l'amplification en courant α du montage Darlington (courbe, fig. 3) :

$\alpha_1 = \alpha_2$	0,90	0,92	0,94	0,96	0,97	0,98	0,99
α	0,9900	0,9936	0,9964	0,9984	0,9991	0,9996	0,9999

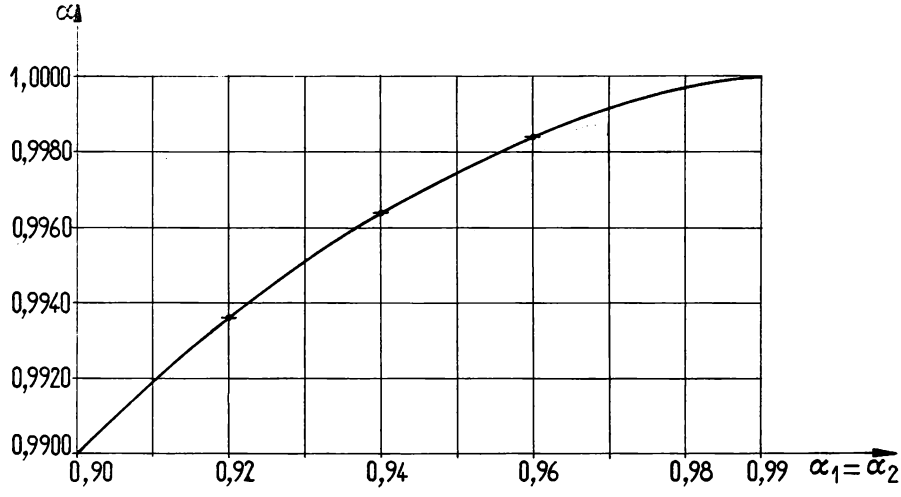


FIG. 3.

b) **Montage Darlington en émetteur commun** (fig. 1).

Au courant d'entrée $i_{b_1} = i_b$ correspondent les courants $\beta_1 i_b$ dans le collecteur *et* $(\beta_1 + 1) i_b = i_{b_2}$ dans l'émetteur de T_1. D'où le courant de collecteur de T_2 :

$$i_{c_2} = \beta_2 i_{b_2} = \beta_2 (\beta_1 + 1) i_b,$$

et le courant de sortie total :

$$i_e = i_{c_1} + i_{c_2} = \beta_1 i_b + \beta_2 i_{b_2} = \beta_1 i_b + \beta_2 (\beta_1 + 1) i_b.$$

Désignons par β l'amplification en courant $\frac{i_c}{i_b}$ du montage :

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} = \beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1) = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2.$$

En ajoutant 1 aux deux membres, faisons apparaître le facteur commun $\beta_1 + 1$:

$$\beta + 1 = (\beta_1 + 1) + \beta_2 (\beta_1 + 1) = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1).$$

En résumé :

$$\boxed{\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1) - 1.}$$

En pratique β_1 et $\beta_2 \gg 1$, de sorte que $\beta \approx \beta_1 \beta_2$.

c) **Exercice.**

Nous avons vu (p. 95) que les relations $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$, $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$ *et* $1 - \alpha = \frac{1}{\beta + 1}$ *s'appliquent à un tripôle quelconque. Les vérifier pour le montage Darlington.*

SOLUTION :

Vérifions l'expression trouvée pour β à partir de celle de α :

$$\frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{1 - (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)}{(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)} = \frac{1}{(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)} - 1$$

$$\frac{\alpha}{1 - \alpha} = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1) - 1 = \beta.$$

Les deux autres relations en découlent immédiatement, comme pour un transistor.

d) **Démonstrations plus rapides pour les deux montages E. C. et B. C.**

Courant d'émetteur du transistor composé (fig. 1) :

$$i_e = (\beta_2 + 1) i_{b_2} = (\beta_2 + 1)(\beta_1 + 1) i_b \quad \text{et} \quad i_e = (\beta + 1) i_b.$$

D'où

$$\beta + 1 = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1);$$

$$\frac{1}{1 - \alpha} = \frac{1}{(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)}; \quad (1 - \alpha) = (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2).$$

e) **Étage amplificateur Darlington.**

La figure 4 en donne un exemple facile à retenir : il suffit d'ajouter à l'étage classique à transistor T_2, le transistor T_1 entre B_2 et le pont de polarisation habituel R_1 R_2.

Un étage Darlington présente sur l'étage à un seul transistor les avantages suivants :

— *amplification supérieure* ;

— *résistance d'entrée plus grande ;* en effet, pour obtenir le même courant de sortie, le courant d'entrée est beaucoup plus petit, alors que la tension d'entrée reste de l'ordre de celle d'un transistor unique ;

— *meilleure stabilité*, car α reste très proche de 1 et varie donc beaucoup moins que α_1 et α_2 en fonction des courants ; en outre, le premier transistor est alimenté par la tension $V_{CC} - (R_c + R_E)\, I_C$, d'où une contre-réaction importante

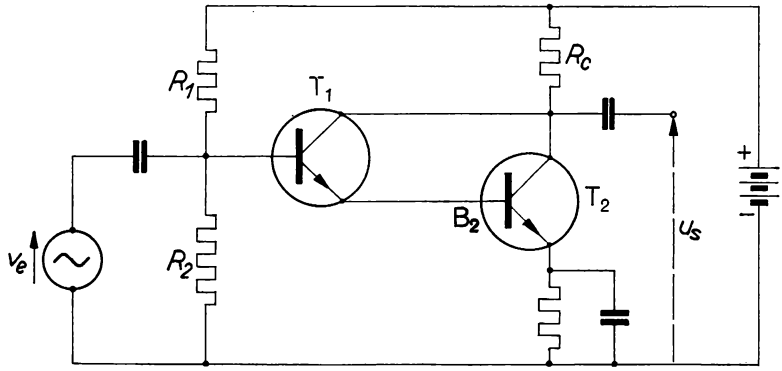


FIG. 4. — **Exemple d'étage amplificateur Darlington.**

La résistance d'entrée du Darlington est élevée (Pb, fasc. 2, n° 22) et son courant d'entrée, aussi bien en continu qu'en alternatif, très petit : on peut donc adopter des valeurs très grandes pour les résistances R_1 et R_2 du pont de polarisation. La résistance d'entrée de l'étage peut atteindre des centaines de milliers d'ohms.

assurant une bonne indépendance vis-à-vis des variations des paramètres des transistors :

— *meilleure linéarité* par suite d'une certaine compensation entre les non linéarités des deux transistors.

3. — VARIANTES DU MONTAGE DARLINGTON

— On peut ajouter une résistance dans le collecteur du transistor d'entrée T_1 afin d'éviter l'emballement thermique.

— Le montage Darlington est très sensible aux variations de l'amplification du transistor d'entrée : une résistance de contre-réaction dans l'émetteur du second est souvent nécessaire pour assurer la linéarité et la constance du gain.

— Les deux transistors sont difficiles à assortir avec la condition $I_{E1} = I_{B2}$ en continu. Si l'on ajoute une résistance R_1 (fig. 5) entre les deux émetteurs, on aura $I_{E1} > I_{B2}$. Le réglage de R_1 permet de mieux choisir les points de repos.

— On peut relier R_1 non à E_2, mais au point commun (fig. 6) ; la stabilité thermique dépend alors presque uniquement de T_2.

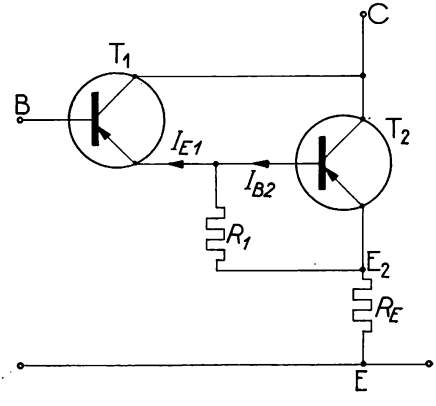


FIG. 5.

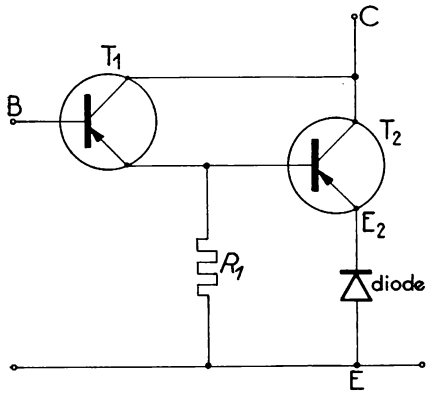


FIG. 6.

— Dans les amplificateurs de qualité, on remplace la résistance d'émetteur R_E par une diode au silicium (fig. 6).

— Les transistors peuvent être tous deux PNP ou tous deux NPN, mais les étages symétriques peuvent se réaliser avec une paire PNP-PNP et une paire NPN-PNP (exercices à la fin de la note).

L'adaptation des deux transistors est toujours délicate et fastidieuse pour l'utilisateur. Les deux types de transistors étant choisis, on peut tracer point par point, d'après leurs caractéristiques, certaines caractéristiques du montage Darlington : par exemple la courbe du courant de sortie en fonction de la tension d'entrée ; on peut alors déterminer les points de repos les meilleurs.
Mais on préfère souvent réaliser un montage d'essai et le régler, en particulier à l'oscillographe.

Pour éviter ces difficultés, les constructeurs produisent des montages Darlington et même des circuits intégrés de trois transistors (fig. 7), de gain en puissance très élevé, de puissance de sortie 3 à 4 watts. Ces montages conviennent pour toutes les applications de l'amplification de puissance (classes A et B) entre les fréquences zéro et 100 kHz.

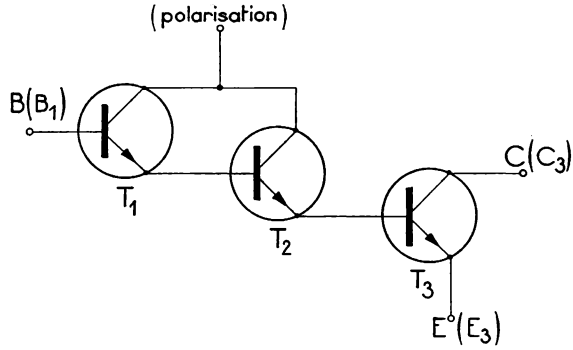


FIG. 7.

4. — EXEMPLES D'APPLICATIONS

Les circuits Darlington s'emploient comme étages de sortie simples (revoir fig. 4) ou symétriques (exercices) ; en outre, ils remplacent avantageusement les transistors de puissance dans d'autres rôles, en particulier dans les alimentations stabilisées.

Dans l'alimentation pour 50 mA sous 12 volts de la figure 8 (1), le transistor série est un circuit Darlington 4 fils (2 transistors 2 N 2785 : voir documentation ci-dessous), d'amplification typique en courant 5 000 à 100 mA.

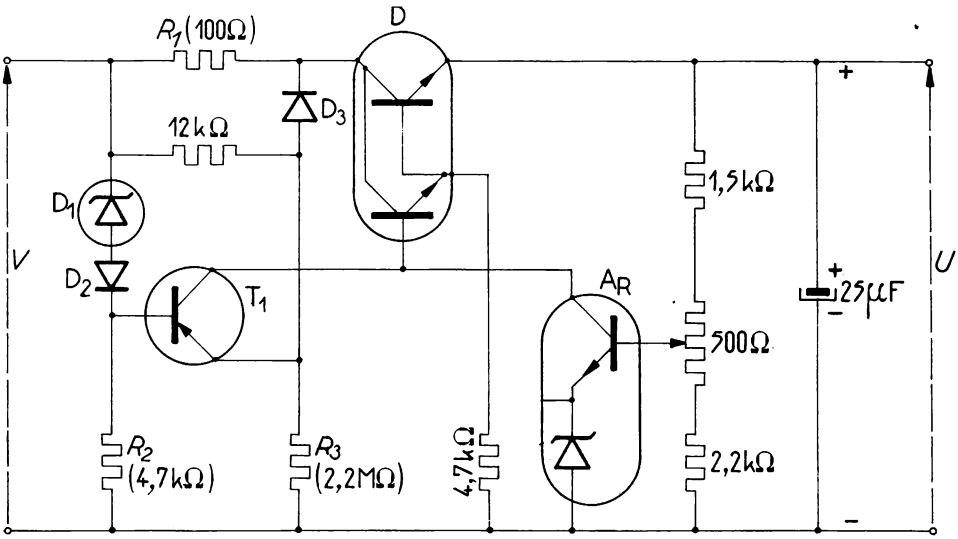


FIG. 8.

L'amplificateur de référence A_R comporte un transistor NPN et une diode Zéner intégrés dans une même pastille, afin :

— d'abaisser le prix de revient ;

— de réduire les dérivés thermiques ;

— d'éviter à l'utilisateur la sélection fastidieuse des deux éléments à assortir.

La diode D_3 et la résistance R_1 limitent le courant : au-dessus d'une certaine valeur de ce courant, la tension aux bornes de R_1 rend la diode D_3 conductrice, ce qui réduit le courant émetteur du transistor T et par conséquent le courant de base du montage Darlington.

Documentation. — **Amplificateur Darlington type 2 N 2785** (General Electric).

Il consiste en deux transistors planars au silicium, connectés suivant la figure 8 de façon à obtenir un gain élevé et une grande résistance d'entrée.

(1) *Bulletin S. E. S. C. O.*, octobre 1963.

Limites absolues à 25° C :

Tensions : Collecteur-base : 60 volts.

Collecteur-émetteur : 40 volts.

Émetteur-base : 15 volts (7,5 entre émetteur et base de chaque transistor).

Courants : I_C limite seulement par la puissance : 500 mW (air ambiant à 25° C) ; 1,8 watts (boîtier à 25° C).

Température de la jonction : — 65° C à + 175° C.

Amplification en courant	I_C = 100 mA ;	V_{CE} = 5 volts ;	Min. : 2 000 ;	Max. : 20 000.
	10 mA	5 volts	1 200	
	1 mA	4 volts	600	

Courant résiduel de collecteur (V_{CB} = 30 volts) : I_{CBO} = 50 nA ; I_{CEO} = 500 nA.

5. — EXPÉRIENCES

Les montages sont réalisés suivant la figure 1, mais sont étudiés en courant continu.

a) Montage Darlington de deux transistors de types différents : AC 125 et OC 26.

Dans le fonctionnement normal en classe A, les courants $I_{C1} \approx I_{E1}$ et I_{B2} sont du même ordre de grandeur ; il n'y a donc aucune particularité de fonctionnement.

Nous avons relevé les courbes, pour $V_{CE2} = C^{te} = 3$ volts, et I_{B1} comme variable, de V_{CE1}, V_{EB1}, I_{B2}, V_{B2}, I_C total.

Nous avons trouvé par exemple :

— pour I_{B1} = 80 µA : I_{B2} = 12 mA et I_C = 800 mA ;

— pour I_{B1} = 172 µA : I_{B2} = 25 mA et I_C = 1 400 mA.

D'où : ΔI_{B1} = 92 µA : ΔI_{B2} = 13 mA et ΔI_C = 600 mA.

L'amplification du montage est dans ce cas :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{B1}} = \frac{600}{0{,}092} = 6\,520.$$

Les amplifications des transistors AC 125 et OC 26 sont de l'ordre de celles que l'on mesure sur les caractéristiques de sortie du constructeur :

$$\beta_1 = \frac{13 + 0{,}09}{0{,}092} = 142 ; \qquad \beta_2 = \frac{600 - 13}{13} = 45.$$

b) Montage Darlington de deux transistors d'un même type.

Compte tenu de la très grande amplification en courant et des limites du transistor de sortie, le transistor d'entrée ne peut admettre qu'un courant de base très faible, au maximum quelques microampères pour le type AC 125.

Donnons un extrait de nos tableaux de mesure :

$-(V_{BE1})$ (mV)	61	56	50	39	31	14	0
$-I_{B1}$ (μ A)	6	4	2	0	— 1	— 2	— 2,35
$I_{E1} = -I_{B2}$ (μ A)	540	400	260	130	80	27,5	12
$-(I_{C1} + I_{C2})$ (mA)	81	62	43	24	15	7	3

On voit que l'amplification en courant β est de 8 000 à 10 000 ; dans les courbes de la figure 9, la disposition des notices a été conservée pour les axes.

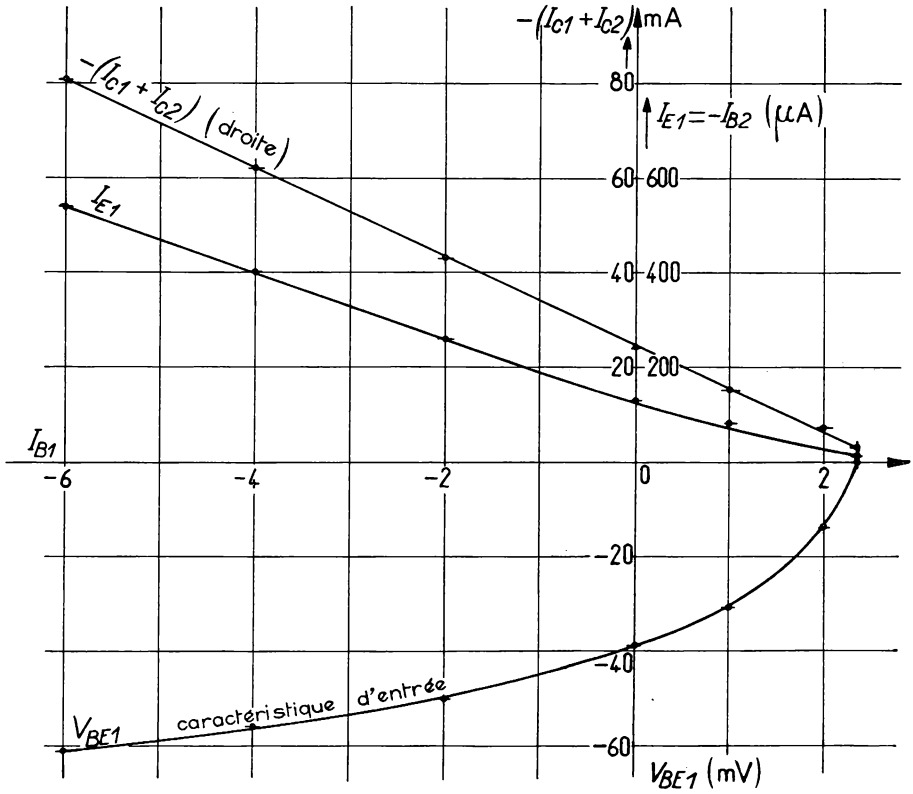


Fig. 9.

EXERCICES

1. Dans le montage Darlington de la figure 1, page 124, on donne β_1, I_{CB01}, I_{CE01} de T_1 et β_2, I_{CB02}, I_{CE02} de T_2. On rappelle que $\beta + 1 = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)$.

1° La base B étant ouverte, exprimer les courants dans les différentes branches ; en déduire les courants résiduels du transistor composé :

I_{CE0} en fonction de I_{CE01} et I_{CE02} ;
I_{CB0} en fonction de I_{CB01} et I_{CB02}.

2° On alimente la base par le courant continu I_B :

a) Exprimer le courant d'émetteur I_E du transistor composé.

b) Retrouver, à partir de l'expression de I_E, les résultats de la question 1, ainsi que l'expression de β en fonction de β_1 et β_2.

Réponses : 1° $I_{CEO} = (\beta_2 + 1)\, I_{CEO1} + I_{CEO2}$; $I_{CBO} = I_{CBO1} + \dfrac{I_{CBO2}}{\beta_1 + 1}$.

2° $-I_E = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)\, I_B + (\beta_2 + 1)\, I_{CEO1} + I_{CEO2}$.

2. — LA FIGURE 10 REPRÉSENTE UN ÉTAGE DE SORTIE SYMÉTRIQUE A DEUX MONTAGES DARLINGTON

Calculer, pour le Darlington NPN-PNP :

1° Le rapport $\alpha = \dfrac{i_c}{i_e}$ en fonction de $\alpha_1\,(T_1)$ et $\alpha_2\,(T_2)$.

Application : $\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98$. On donne : $\dfrac{1}{0{,}98} = 1{,}0204$.

2° Le rapport $\beta = \dfrac{i_c}{i_e}$ en fonction de $\beta_1\,(T_1)$ et $\beta_2\,(T_2)$:

a) Directement.

b) A partir de l'expression de α.

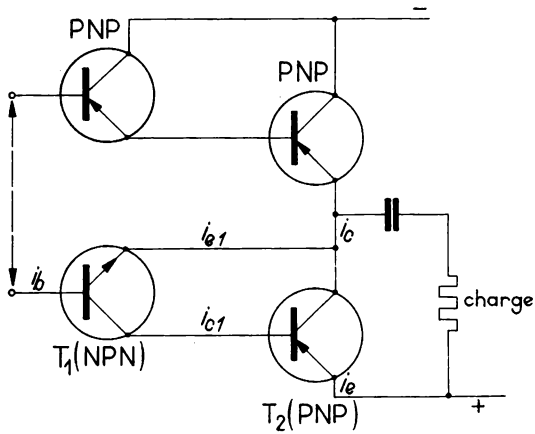
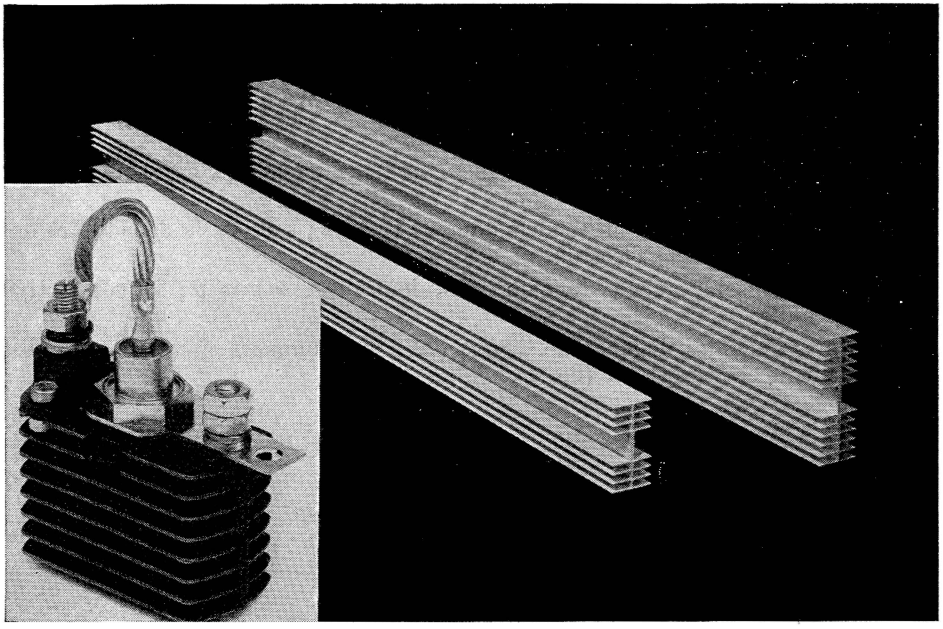


FIG. 10.



Documents « La Radiotechnique ».

Radiateurs thermiques.

On augmente la puissance des diodes, transistors, thyristors, à l'aide de radiateurs de formes et de dimensions variées.

A droite : profilé d'aluminium extrudé pour radiateurs thermiques ; il peut être scié aux dimensions voulues, assemblé sous forme hexagonale.

A gauche : diode de puissance vissée sur son radiateur. (R_{th} = 2,8° C/W)

IV. — TRANSISTORS : LIMITATIONS DUES A LA TEMPÉRATURE. STABILISATION THERMIQUE

Comme tous les dispositifs à semiconducteur, les transistors sont très sensibles à la température ; néanmoins, ils sont utilisables en toute sécurité, à condition de stabiliser le courant de collecteur à l'aide de montages simples.

Les transistors au silicium, qui supportent des températures plus élevées que ceux au germanium, ouvrent un champ immense à la transistorisation : récepteurs de télévision, calculateurs, appareils de mesure, équipements de contrôle...

A. — Effets de la température

I. — VARIATIONS DE LA DENSITÉ DES PORTEURS ET DE LA CONDUCTIBILITÉ

Considérons par exemple un semiconducteur type N ; soit N_D la densité des donneurs, n et p celles des électrons et des trous :

— Au zéro absolu, aucun donneur n'est ionisé : $n = p = 0$; la conductivité σ est nulle.

— Jusqu'à quelques dizaines de degrés (°K), les donneurs s'ionisent progressivement, n et σ croissent (fig. 1).

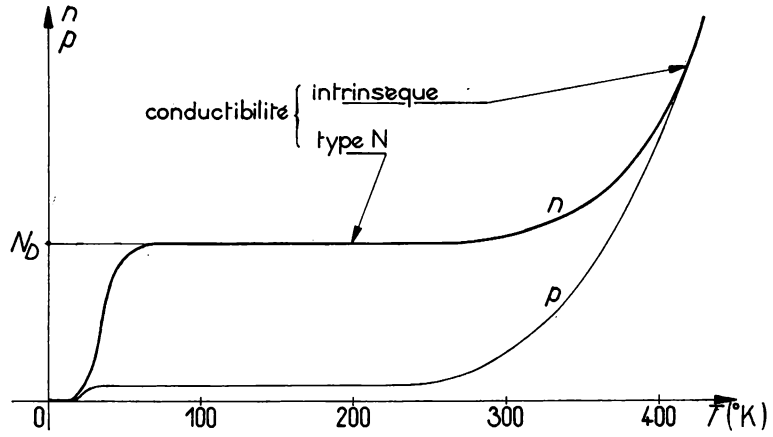


FIG. 1. — **Variation de la densité des électrons et des trous avec la température.** Pour un semiconducteur type P, permuter n et p, remplacer N_D par N_A (densité des accepteurs).

— Lorsque tous les donneurs sont ionisés, la densité $n \approx N_D$, demeure constante dans un certain intervalle de température (tant que les paires électron-trou qui apparaissent restent de densité $\ll N_D$) ; il en est de même de $p \ll n$.

— A température plus élevée, la densité des paires électron-trou dues à l'agitation thermique n'est plus négligeable devant N_D : n et p croissent de nouveau, ainsi que σ.

— Enfin, la température est assez élevée pour que $n \approx p \gg N_D$; la densité des porteurs est très supérieure à celle qui provient des donneurs : la conductibilité *type N* a été remplacée par la conductibilité *intrinsèque.*

La variation est analogue pour un semiconducteur P, de sorte que *les propriétés d'une jonction PN s'atténuent puis disparaissent au-dessus d'une certaine température.*

C'est pourquoi une diode à jonction PN et un transistor peuvent perdre leurs caractéristiques électriques à une température inférieure à celle de leur détérioration permanente (voir Expérience p. 164).

2. LE COURANT RÉSIDUEL DE COLLECTEUR CROIT TRÈS VITE AVEC LA TEMPÉRATURE

a) Un transistor est sensible à la température ambiante. Dans un tube, l'émission est due à une cathode travaillant à 1 000° C (oxydes), 1 700° C (tungstène thorié), plus de 2 000° C (tungstène) : les variations de la température ambiante sont alors négligeables.

Un transistor, au contraire, travaille à une température beaucoup moins différente de la température ambiante; la région la plus chaude — jonction de collecteur — ne doit pas dépasser sous peine de détérioration et de mauvais fonctionnement 75° C à 100° pour les transistors au germanium, 150 à 200° pour ceux au silicium (suivant le type). Ils sont donc sensibles aux variations de la température ambiante.

b) La quasi-totalité de la puissance thermique dissipée dans un transistor apparaît à la jonction de collecteur.

Les chutes de tension dans le cristal et dans la jonction émetteur-base, traversée par un courant direct, sont faibles : il en est donc de même des pertes correspondantes.

Au contraire, la tension V_{CE} est presque entièrement localisée à la jonction de collecteur qui travaille en courant inverse ; il lui correspond la puissance dissipée au collecteur :

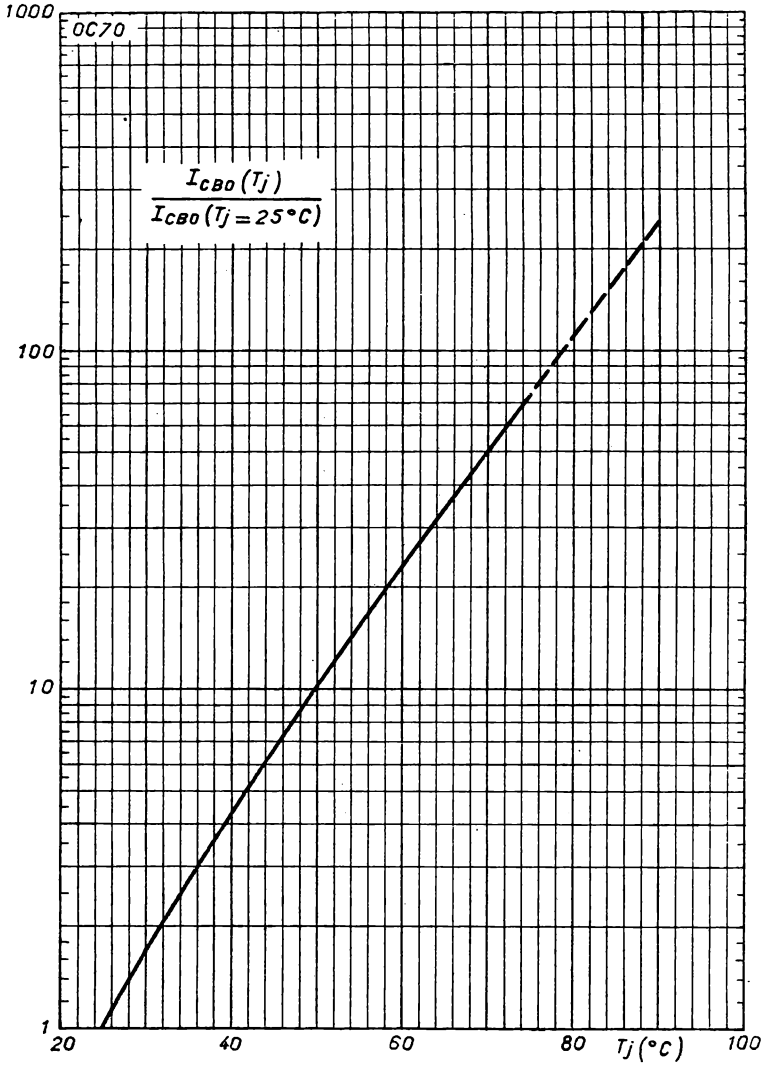
$$P_C = V_{CE} I_C.$$

En régime stationnaire, la puissance thermique dissipée dans le milieu ambiant par le transistor par rayonnement, conduction et convection, est égale à P_C; la jonction de collecteur prend une température d'équilibre supérieure à la température du boîtier, elle-même supérieure à la température ambiante.

c) Le courant résiduel de collecteur croît avec la température.

De même que le courant inverse d'une diode, le courant résiduel de collecteur croît très vite (exponentiellement) avec la température (fig. 2), ce qui accroît les pertes et élève la température, d'où un nouvel accroissement du courant et ainsi de suite. Dans certains cas, cet effet cumulatif provoque l'*emballement thermique* et la destruction du transistor, particulièrement celui des transistors de puissance. I_{CBO} double à peu près pour une élévation de température de 9° pour le germanium, 6° pour le silicium ; l'accroissement est plus rapide pour le silicium, mais I_{CBO} est plus petit et souvent même négligeable à la température ordinaire, ce qui explique les températures plus élevées permises au silicium.

En outre une élévation de température fait monter le point de repos et le rapproche de l'axe des courants. Dans l'amplification de signaux forts, le point figuratif du fonctionnement pénètre alors, vers le haut, dans une région de resserrement des caractéristiques et il en résulte une augmentation de la distorsion, voire un écrêtage ; c'est une nouvelle raison de stabiliser I_C.



Document La Radiotechnique.

FIG 2 — **Rapport I_{CBO} à une température T_j à I_{CBO} à 25° C.**

La courbe est pratiquement rectiligne ; l'échelle des ordonnées est logarithmique ; I_{CBO} est donc fonction exponentielle de la température.

Montage base commune.

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO}.$$

Mais $I_{CBO} \ll I_C$ et I_E, de sorte que même s'il décuple entre 25° C et 50° C, son accroissement est tolérable ; il passe par exemple de 5 μA à 50 μA, restant très inférieur à I_C (~ mA).

Montage émetteur commun.

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}.$$

Pour $\beta = 80 \approx \beta + 1$, on aurait avec les valeurs ci-dessus :
— à 15° C : $I_{CEO} = 80 \times 5 = 400\ \mu A = 0{,}4$ mA.
— à 50° : $I_{CEO} = 0{,}4 \times 10 = 4$ mA, du même ordre que I_C.

Notons, en outre, que β (h_{21E} pour les grands signaux) augmente aussi avec la température, ce qui accroît le ΔI_C précédent.

Nous voyons donc que la stabilisation thermique :
— n'est pas nécessaire pour le montage base commune ;
— est indispensable pour les montages émetteur commun et collecteur commun.

3. — DÉPLACEMENT DES CARACTÉRISTIQUES AVEC LA TEMPÉRATURE (Fig. 3)

Expériences. — Montage émetteur commun. Le transistor est plongé dans de l'eau dont on prend la température. On peut ainsi tracer les caractéristiques habituelles I_C (V_{CE}) ; I (I_B) ; I_B (V_{BE}) à diverses températures.

On trouve que :
— les caractéristiques I_C (V_{CE}) et I_C (I_B) s'élèvent avec la température ;
— elles s'inclinent davantage, ce que manifeste l'accroissement des paramètres $h_{22e} = \dfrac{1}{r_{22e}}$ et $h_{21e} = \beta$;

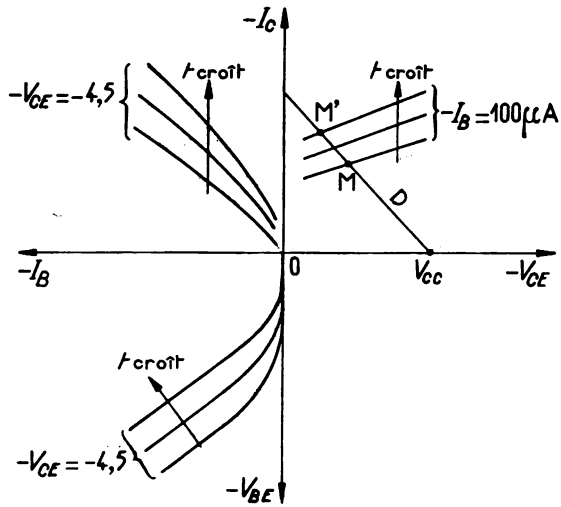


FIG. 3. — **Toutes ces caractéristiques montent quand la température croît.** Sur la droite de charge D le point de repos se déplace de M en M' et la distorsion augmente pour les signaux forts.

— la caractéristique I_B (V_{BE}) s'éloigne de l'axe des tensions lorsque t croît. (pour le même I_B, la tension V_{BE} diminue).

Exemple (OC 70). Pour $-I_B = 100$ µA et $-V_{CE} = 4{,}5$ V, nous avons trouvé :

t :	20° C	40° C	60° C
$-I_C$:	2,8 mA	4 mA	6,8 mA
$-V_{BE}$:	205 mV	173 mV	154 mV

Maintenir I_B constant, comme dans les mesures précédentes, exigerait une résistance infinie dans le circuit de base ; il n'en est pas ainsi en pratique et ΔI_C dépend alors de la variation ΔV_{BE} due à la variation de température.
En résumé :
L'augmentation du courant de collecteur avec la température est due à trois phénomènes :
— *accroissement du courant résiduel de collecteur* I_{CBO} ;
— *accroissement du courant de base par diminution de* V_{BE} ($\sim 2{,}5\ mV/°C$).
— *augmentation du gain en courant.*
Il n'y a pas compensation : chacun de ces trois phénomènes augmente I_C *et*

$$\Delta I_C = S\,\Delta I_{CBO} + S'\,\Delta V_{BE} + S''h_{21E}.$$

Les coefficients S et S'' sont positifs, S' négatif.

Transistors au germanium.

Le déplacement du point de fonctionnement avec la température est dû surtout à ΔI_{CBO} : le circuit de stabilisation thermique abaisse le rapport $S = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}}$ (§ D) ;

Transistors au silicium.

Le déplacement du point de fonctionnement est dû surtout au déplacement de la caractéristique d'entrée : le circuit de stabilisation thermique abaisse le rapport $|S'| = \left|\dfrac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}\right|$.

B. — Température de la jonction : notion de résistance thermique

Les notions introduites dans ce paragraphe sont également valables pour les diodes et les thyristors.

I. — EXPRESSION DE LA TEMPÉRATURE DE LA JONCTION

L'énergie transformée en calories dans la jonction de collecteur se propage à travers le cristal et le boîtier jusque dans le milieu ambiant (air en général). En régime permanent, la puissance calorifique cédée au milieu ambiant est égale à la puissance électrique $P_C = V_{CE} I_C$ perdue dans le collecteur, et chaque point du transistor atteint une température d'équilibre constante.

Il en est ainsi en particulier pour la jonction de collecteur qui se maintient à une température constante t_j. Évidemment, t_j dépend de la température ambiante t_{amb}, de la puissance de collecteur P_C et de l'aptitude du cristal et du boîtier à conduire la chaleur jusqu'à leur surface et à la répandre dans le milieu ambiant.

On sait que la puissance calorifique passant d'une région d'un corps dans une autre est proportionnelle à la différence de température entre ces deux régions. On généralise cette propriété au système transistor-milieu ambiant ; R_{th} étant une constante pour un transistor donné :

$$P_C = \frac{t_j - t_{amb}}{R_{th}}$$

ou

$$\boxed{t_j - t_{amb} = R_{th} P_C.}$$

La différence entre la température de la jonction de collecteur et la température ambiante est proportionnelle à la puissance électrique dépensée dans la jonction.

En particulier, la puissance maximale $P_{C\,max}$ est atteinte lorsque le collecteur est porté à la température maximale $t_{j\,max}$:

$$t_{j\,max} - t_{amb} = R_{th} P_{C\,max}.$$

2. — LOI D'OHM THERMIQUE ; RÉSISTANCE THERMIQUE

La relation précédente a la même forme que la loi d'Ohm appliquée entre deux points A et J d'un circuit :

$$V_J - V_A = RI.$$

La différence de température $t_j - t_{amb}$ est comparable à la différence de potentiel $V_J - V_A$; la puissance calorifique qui s'écoule est comparable au courant. Il s'ensuit que le coefficient R_{th} est comparable à une résistance : on l'appelle *résistance thermique*. L'unité est donc le degré par watt, mais on utilise le degré par milliwatt (° C/mW) pour les transistors de petite puissance.

D'après la relation $t_{j\,max} - t_{amb} = R_{th} P_{C\,max}$, pour une température ambiante donnée, $P_{C\,max}$ est inversement proportionnelle à R_{th} ; R_{th} diminue et $P_{C\,max}$ augmente lorsque :

— on ajoute au transistor une ailette de refroidissement ;
— on augmente la surface de cette ailette ou sa conductibilité thermique ;
— on améliore le contact entre le cristal et le boîtier du transistor.

Exemple 1. — Transistor OC 72 (germanium ; PNP ; moyenne puissance ; application A.F.) :

— Sans plaque additionnelle de refroidissement : $R_{th} = 0{,}4°$ C/mW ; cela signifie que la température de collecteur t_j s'élève de 0,4° C par milliwatt dissipé au collecteur.
— Avec plaque additionnelle de refroidissement de 12,5 cm² au moins : $R_{th} = 0{,}3°$ C/mW.

Calculons la température de la jonction, sans plaque additionnelle lorsque $P_C = 100$ mW et $t_{amb} = 25°$ C :

$$t_j = t_{amb} + R_{th} P_C = 25 + 0{,}4 \times 100 = 65° \text{ C} < 75° \text{ C}.$$

Calculons la puissance maximale dissipable au collecteur, avec plaque additionnelle lorsque $t_{amb} = 35°$ C. On sait que pour le transistor OC 72 : $t_{j\,max} = 75°$ C.

$$R_{th} P_{C\,max} = t_{j\,max} - t_{amb} = 75 - 35 = 40° \text{ C}.$$

$$P_{C\,max} = \frac{40}{0{,}3} = 133 \text{ mW}.$$

Exemple 2. — Des caractéristiques provisoires donnent, pour un transistor de puissance (85 W), une puissance maximale de collecteur de 85 W à 25° C (Type 2 N 1208 : NPN au silicium). La température du boîtier est égale pratiquement à celle de la jonction et peut atteindre 200° C. Calculer la résistance thermique (le constructeur donne une courbe, mais ne mentionne pas R_{th}).

Appliquons la relation $t_{j\,max} - t_{amb} = R_{th}\, P_{C\,max}$ avec $t_{j\,max} = 200°$ C ; $t_{amb} = 25°$ C ; $P_{C\,max} = 85$ W :

$$R_{th} \times 85 = 200 - 25.$$

$$R_{th} = \frac{175}{85} \approx 2{,}1° \text{ C/W}.$$

Cette résistance thermique est $\frac{0{,}3}{0{,}002} = 150$ fois plus petite que dans l'exemple précédent. Pour un matériau donné, elle est inversement proportionnelle à la puissance $P_{C\,max}$ à 25° C puisque $t_{j\,max}$ est fixée par le matériau semiconducteur.

3. — DES RÉSISTANCES THERMIQUES EN SÉRIE S'AJOUTENT

La résistance thermique considérée ci-dessus est la résistance thermique totale entre la jonction et l'air ambiant. Il est parfois nécessaire de considérer séparément : la résistance thermique du semiconducteur entre la jonction et le boîtier ; la résistance thermique du boîtier ; la résistance thermique du mica qui isole le boîtier de la masse...

Dans les cas où on peut considérer des résistances thermiques comme groupées en série, c'est-à-dire comme traversées par la même puissance P_C, elles suivent les lois des résistances en série, c'est-à-dire s'ajoutent. En effet (fig. 4). :

$$P_C = \frac{t_j - t_1}{R_{th_1}} = \frac{t_1 - t_2}{R_{th_2}} = \frac{t_2 - t_{amb}}{R_{th_3}} = \frac{t_j - t_{amb}}{R_{th_1} + R_{th_2} + R_{th_3}}.$$

Et, puisque la résistance thermique totale est $R_{th} = \frac{t_j - t_{amb}}{P_C}$, on a :

$$R_{th} = R_{th_1} + R_{th_2} + R_{th_3}.$$

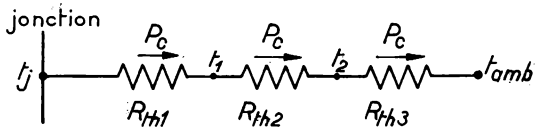


FIG. 4.

Mais il peut y avoir des dérivations et certaines formules donnant R_{th}, compte tenu des épaisseurs des radiateurs, de leur surface, de leur conductibilité thermique... sont compliquées.

Notons que la notion de résistance thermique est aussi exploitée pour les projets concernant les diodes de puissance, et qu'on trouve dans le commerce aussi bien pour les diodes que pour les transistors, des dissipateurs de chaleur à *ailettes radiales*, peu encombrants et permettant de doubler au moins la puissance dissipée.

Exemple numérique. — Transistor OC 26 ; $t_{j\,max} = 90°$ C ; la notice donne $R_{th} \leqslant 1{,}2°$ C/W pour l'élévation de température entre la jonction et le fond du boîtier. Nous désignerons par R_{ba} la résistance thermique entre le boîtier et l'air ambiant (ne figure pas sur les notices ; on peut admettre 8° C/W).

La résistance thermique totale est donc $R_{th} + R_{ba}$ et pour t_{amb} 25° C :

$$P_{C\,max} = \frac{90 - 25}{1{,}2 + 8} \approx \frac{65}{9{,}2} \approx 7 \text{ W}.$$

La puissance utile maximale est donc environ :
— classe A, pleine modulation : 3 W ;
— classe B : 5 à 6 W.

4. — LA PUISSANCE MAXIMALE DE COLLECTEUR DIMINUE QUAND LA TEMPÉRATURE AMBIANTE S'ÉLÈVE

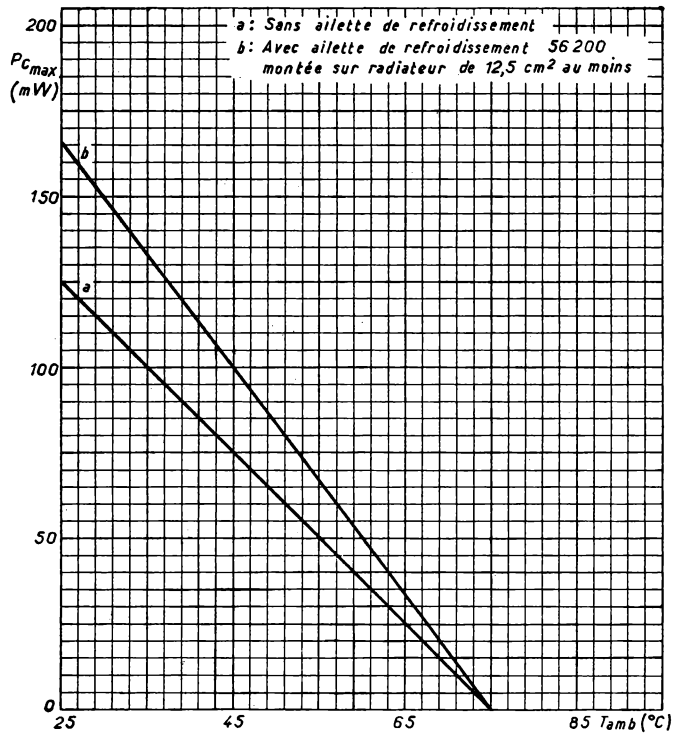
La puissance maximale permise est atteinte lorsque t_j est maximale ; $t_{j\,max}$ = 75° C à 100° C pour le germanium, 150 à 200° C pour le silicium, plus de 300° C pour l'arséniure de gallium.

On a donc : $$R_{th}\, P_{C\,max} = t_{j\,max} - t_{amb}$$

ou $$P_{C\,max} = -\frac{t_{amb}}{R_{th}} + \frac{t_{j\,max}}{R_{th}}.$$

La fonction $P_{C\,max}\,(t_{amb})$ est représentée par une droite de coefficient angulaire $-\frac{1}{R_{th}}$ et coupant l'axe des températures au point $t_{j\,max}$ (fig. 12).

Dans les montages, pour obtenir la puissance maximale et pour éviter de détériorer les transistors, il faut les disposer loin des éléments dégageant de la chaleur : tubes de puissance, résistances de dissipation élevée, transformateurs; dans un local, on évitera la proximité immédiate des appareils de chauffage.



Document
La Radiotechnique.

FIG. 5. — **Diminution de la puissance maximale de collecteur lorsque la température ambiante s'élève.**

Transistor OC 72 : moyenne puissance, applications B. F.

Documentation. — *Extrait d'une « spécification syndicale » du S. I. T. E. L. E. S. C. (Syndicat des Industries de Tubes Électroniques et Semiconducteurs).*

La lettre t sera utilisée comme symbole de température. Quand il y aura une possibilité de confusion avec t représentant le temps (exemple : sur des feuilles de spécifications), la lettre θ devra être utilisée à la place de t.

Si cela n'est pas possible et s'il n'y a pas risque de confusion, la lettre T qui indique habituellement la température absolue peut être utilisée.

Résistance thermique entre deux points spécifiés : R_{th}. Facteur de réduction de la puissance avec la température par °C : K_t.

C. — Procédés de stabilisation thermique

On évite les inconvénients de l'élévation de température en stabilisant le courant de collecteur. La sécurité de fonctionnement ainsi obtenue est excellente ; dans les grands ensembles utilisant un nombre élevé de transistors, les pannes ne proviennent presque jamais des transistors eux-mêmes.

Notons qu'une stabilisation efficace procure le même point de fonctionnement non seulement lorsque la température ambiante et la puissance dissipée au collecteur varient, mais encore lorsque les propriétés du transistor se modifient ; elle permet en particulier l'*interchangeabilité des transistors d'un même type* malgré la dispersion des caractéristiques.

I. — STABILISATION THERMIQUE PAR LA RÉSISTANCE DE CHARGE

Si le transistor est chargé par un transformateur, la résistance du primaire étant faible, on a $V_{CE} = V_{CC} =$ constante et $P_C = V_{CE}\, I_C$ croît proportionnellement à I_C.

Mais si la charge est une résistance R_C, la tension de collecteur $V_{CE} = V_{CC} - R_C\, I_C$ diminue lorsque I_C augmente et $P_C = V_{CE}\, I_C$ augmente moins vite que I_C : *il se produit une compensation thermique.* Il est possible de régler la valeur de I_C pour obtenir la compensation optimale pour laquelle P_C ne varie pas sensiblement avec I_C. En effet :

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C\, I_C.$$

d'où :
$$P_C = (V_{CC} - R_C\, I_C)\, I_C = R_C \left(\frac{V_{CC}}{R_C} - I_C \right) I_C.$$

Lorsque I_C varie sous l'action d'une variation de température, la somme des deux facteurs variables reste constante ; P_C est donc maximale lorsqu'ils sont égaux :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - I_C.$$

$$\boxed{I_C = \frac{V_{CC}}{2\, R_C}.}$$

Autour de son maximum, la fonction P_c (I_c) est pratiquement représentée par un segment horizontal et ne dépend pas des petites variations de I_c (fig. 6).

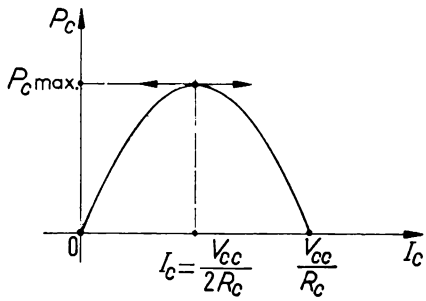


FIG. 6. — **Principe de la demi-tension.**

V_{cc} et R_c étant donnés, on réalise la condition précédente *en réglant le courant de polarisation* I_B ; on a alors :

$$V_{CE} = V_{cc} - R_c \times \frac{V_{cc}}{2R_c} = \frac{V_{cc}}{2};$$

$$P_c = V_{CE} I_c = \frac{V_{cc} I_c}{2} = \frac{V_{cc}^2}{4R_c}.$$

Remarques. — 1° Ce calcul est étudié par les débutants en électricité avec l'étude de la pile et les notations : $V_{cc} = E$ (f. e. m.); $R_c = r$ (résistance interne) ;

$V_{CE} = U$ (tension aux bornes) ; $P_c = P_u$ (puissance utile, c'est-à-dire fournie à la résistance extérieure R). Pour $P_{u\,max}$, on a : $R = r$; $U = \frac{E}{2}$; $I = \frac{I_{cc}}{2} = \frac{E}{2r}$; $P_{u\,max} = \frac{E^2}{4r}$; le rendement est 0,5.

2° On retrouve $I_c = \frac{V_{cc}}{2R_c}$ en annulant la dérivée $\frac{dP_c}{dI_c}$.

Notons qu'au-delà du maximum de la courbe P_c (I_c) cette dérivée est négative : P_c décroît lorsque I_c croît par élévation de la température ; mais cette stabilité accrue exige un sacrifice sur la tension :

$$V_{CE} < \frac{V_{cc}}{2}.$$

Pourtant, il vaudra mieux choisir le point de fonctionnement sur la branche descendante si P_{cmax} dépasse la dissipation admissible.

2. — STABILISATION PAR LA RÉSISTANCE DE POLARISATION ENTRE BASE ET COLLECTEUR

Pour ne considérer que des tensions et des courants positifs, la figure 7 représente un transistor NPN. Nous avons vu au chapitre précédent qu'on peut le polariser par la résistance R_1 entre base et collecteur ; montrons que ce procédé de polarisation stabilise le courant de collecteur.

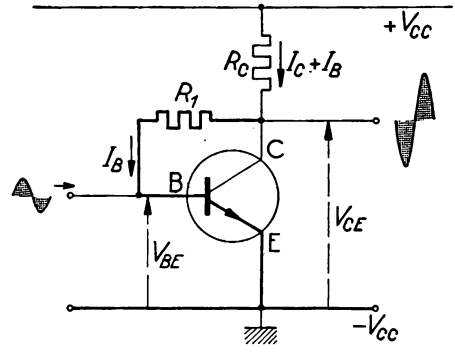


FIG. 7.

En négligeant I_B devant I_C dans la charge R_C :

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C.$$

Nous avons vu aussi que la résistance d'entrée du transistor est négligeable devant R_1 ; on a donc :

$$I_B = \frac{V_{CE}}{R_1} = \frac{V_{CC} - R_c I_C}{R_1}.$$

On voit qu'à un $\Delta I_C > 0$ correspond un $\Delta I_B < 0$ provoquant une diminution $\beta \Delta I_B$ de I_C : l'accroissement ΔI_C est donc plus petit qu'avec une polarisation constante.

Le calcul du facteur de stabilité (§ D) précisera cette question.

3. — STABILISATION PAR RÉSISTANCE D'ÉMETTEUR (Fig. 3)

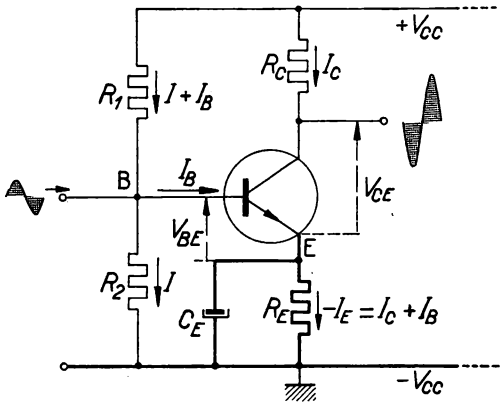


FIG. 8.

Elle est plus efficace que les précédentes ; le principe est analogue à celui de la polarisation automatique de cathode d'une triode par une résistance R_k.

Lorsque I_C augmente, la tension entre émetteur et point commun augmente, et V_{BE} diminue ainsi que I_B ; cette diminution s'oppose à l'augmentation de I_C.

Les résistances R_E, R_1 et R_2 peuvent être choisies de telle sorte que les variations de I_C (température, variation de V_{CC}, changement du transistor) soient très petites ; ce dispositif est le plus usuel.

Pour l'alternatif, R_E provoque aussi une contre-réaction qui diminue considérablement l'amplification; pour l'éviter, on découple par un condensateur C_E. de l'ordre de 100 µF pour transmettre convenablement les basses fréquences.

Dans ces conditions, la pente de la droite de charge est $-\frac{1}{R_C + R_E}$ en continu et $-\frac{1}{R_C}$ en alternatif.

Remarques. — 1° Il est indispensable que le potentiel entre base et point commun reste constant ou, plus exactement, qu'il varie beaucoup moins que celui de l'émetteur, afin que V_{BE} varie.

Comme I_B parcourt R_1, mais non R_2, il faut donc $I_B \ll I$ (courant du pont : $I \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$) ; on ne peut donc adopter des valeurs trop élevées de R_1 et R_2 et il est nécessaire d'accepter une certaine consommation. On adoptera $I = 5$ à $10\ I_B$ d'où $(R_1 + R_2)_{max} \sim \frac{V_{CC}}{5\ I_B}$ à $\frac{V_{CC}}{10\ I_B}$.

2° La stabilisation est améliorée si l'on dispose la résistance R_1 du pont entre collecteur et base ; on utilise alors une double contre-réaction : sur la base et sur l'émetteur.

4. — STABILISATION THERMIQUE PAR PONT A THERMISTANCE

On remplace avec avantage l'une des résistances du pont de polarisation par une thermistance ou parfois même une diode.

a) Pont de polarisation à thermistance (fig. 9).

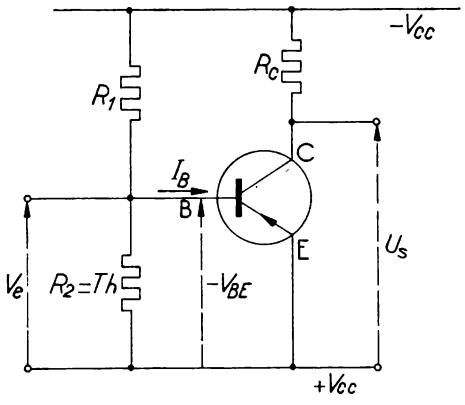


FIG. 9.

Dans le pont de polorisation classique, prenons comme résistance R_2 entre base et émetteur une thermistance. Lorsque la température ambiante s'élève, R_2 décroît, donc V_{BE} et I_B diminuent : la diminution de I_B empêche I_C d'augmenter. Il est même possible, par un choix convenable de la thermistance, d'obtenir une diminution du courant de collecteur lorsque la température ambiante s'élève (surcompensation).

Variantes de montage :

— Le pont de polarisation peut être connecté entre collecteur et point commun (régulation améliorée par la variation de V_{CE}).

— Une résistance ordinaire peut être disposée en parallèle avec la thermistance pour régler la compensation de façon plus précise.

b) Pont d'émetteur à thermistance (fig. 10).

Si la température ambiante s'élève la résistance de T_h diminue, et, V_{EM}, croît, donc $|V_{BE}|$ diminue et s'oppose à l'accroissement de I_C.

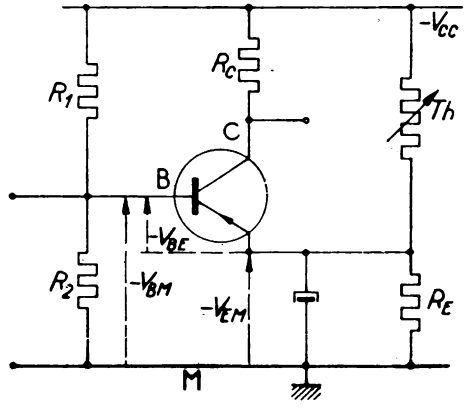


FIG. 10

Des procédés de stabilisation utilisent des résistances *CTP* (coefficient de température positif) au lieu de résistances *CTN*.

5. — REMARQUES :

Nous venons de constater que les deux questions : stabilisation thermique du courant I_C et polarisation sont inséparables.

Une grande résistance de charge R_C éloigne l'étage des conditions d'emballement thermique ; au contraire, un étage de puissance à sortie par transformateur fonctionne avec un grand courant de repos et $V_{CE} > \frac{V_{CC}}{2}$ puisque la

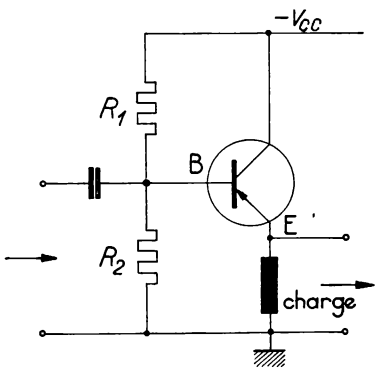


FIG. 11. **Étage collecteur commun.**

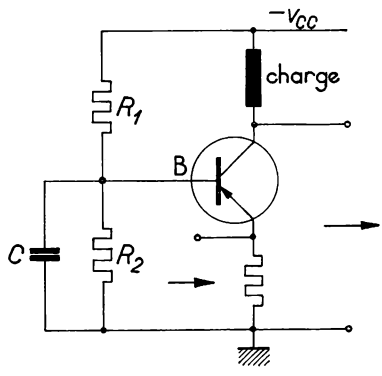


FIG. 12. — **Étage base commune.**

résistance du primaire est petite ; cet étage n'est pas très éloigné des conditions d'emballement thermique : il faut le stabiliser.

— L'étage polarisé par pont (fig. 8) est représenté en *émetteur* commun pour l'alternatif. Avec le même montage pour les polarisations continues, on réalise des étages *collecteur* commun (fig. 11) et *base* commune (fig. 12). La figure 13 représente un étage émetteur commun avec entrée par transformateur.

— D'autres procédés de polarisation sont possibles dans les amplificateurs à liaison directe : chaque transistor peut servir à polariser le suivant (fig. 14).

Ces amplificateurs sont extrêmement sensibles à la température et exigent des montages spéciaux pour réduire leur dérive.

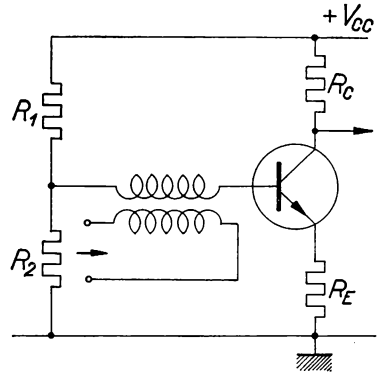


FIG. 13. — **Montage émetteur commun avec entrée par transformateur.**

— **Projet d'un étage.** Des règles simples permettent de *choisir* certaines valeurs et de calculer les autres :

— adopter $I_C = 1$ mA dans le cas de signaux faibles ; au-dessus, on dépenserait inutilement de la puissance ; au-dessous, il faudrait une meilleure stabilisation ;

— aux signaux forts, on choisira I_C d'après l'amplitude du signal, compte tenu des possibilités du transistor adopté ;

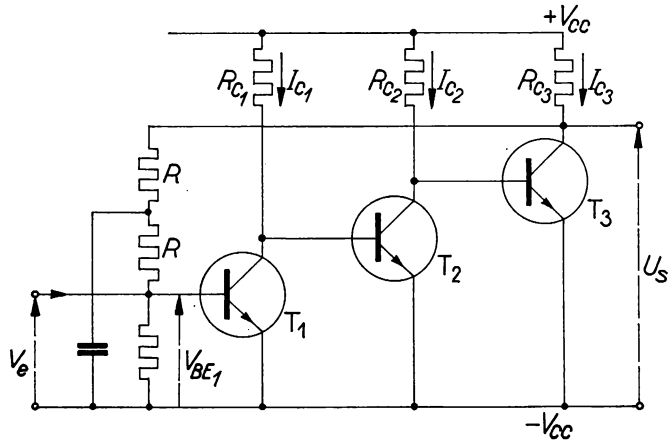


FIG. 14. — **Amplificateur à courant continu à trois étages. Contre-réaction pour le continu entre la sortie et l'entrée.**

— la chute $R_E I_E \approx R_E I_C$ assurant une stabilisation suffisante est de l'ordre de 10 % de V_{CC}, donc de 0,6 à 1,2 volts pour V_{CC} entre 6 et 12 volts ; d'où l'ordre de grandeur de R_E, par exemple entre 600 Ω et 1 200 Ω si $I_C = 1$ mA.

— D'après I_C, on peut avoir une idée de β, donc de I_B ; nous avons vu qu'une bonne stabilisation (fig. 8) exige un courant de pont $I \sim 5\ I_B$ à $10\ I_B$, d'où un ordre de grandeur du pont :

$$R_1 + R_2 \sim \frac{V_{CC}}{I}.$$

avec :
$$R_1 I \sim R_E I_E \approx R_E I_C.$$

On peut alors choisir R_1 et en déduire R_2 ; de toute façon, les valeurs seront à ajuster au cours d'un essai. En outre, on s'assurera que le facteur de stabilité a une valeur correcte (1).

(1) Le lecteur trouvera plus de détails et plusieurs exemples d'application dans l'excellent ouvrage R. ARONSSOHN et A. V. J. MARTIN, *Pratique et théorie des semiconducteurs.*

D. — Facteur de stabilité d'un montage Exemples de calcul

1. — DÉFINITION DU FACTEUR DE STABILITÉ THERMIQUE VIS-A-VIS DE I_{CBO}.

Nous venons de voir que la stabilisation thermique consiste à limiter, le plus souvent par une contre-réaction en courant continu, l'accroissement ΔI_C du courant de collecteur dû à un accroissement de température. Or ΔI_C a pour cause essentielle l'accroissement du courant résiduel de collecteur, de sorte que le dispositif de stabilisation est d'autant plus efficace que le rapport $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}}$ est plus petit. Ce rapport, appelé facteur de stabilité, est noté S :

$$\boxed{S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}}.}$$

La valeur de S pour le montage émetteur commun non stabilisé peut servir d'utile vérification de résultats par passage à la limite ; en l'absence de contre-réaction, pour le continu, on a : $\Delta I_C = \Delta I_{CEO} = (\beta + 1)\, \Delta I_{CBO}$, d'où :

$$S_{max} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \beta + 1.$$

Pour le montage émetteur commun, $\beta + 1$ est la valeur maximale du facteur de stabilité puisque S diminue lorsque la stabilité augmente (le terme facteur de stabilité conviendrait mieux à $\frac{1}{S} = \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta I_C}$).

Remarquons que pour le montage base commune, pour I_B constant, $\Delta I_C = \Delta I_{CBO}$, d'où S = 1, valeur minimale de S.

2. — MÉTHODE DE CALCUL

On écrit les équations du montage, pour les tensions et les courants continus. En différentiant ces équations, c'est-à-dire en considérant les variations ΔI_C, ΔI_B..., on élimine la tension d'alimentation (constante) et on aboutit à des équations contenant ΔI_C et ΔI_{CBO}, permettant de calculer leur rapport S. Les calculs se simplifient notablement lorsqu'on néglige la tension V_{BE} devant V_{CE}.

Pour le montage émetteur commun, on a intérêt à écrire l'équation fondamentale de transistor sous la forme :

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$$

qui donne :

$$\boxed{\Delta I_C = \beta \Delta I_B + (\beta + 1)\ \Delta I_{CBO}.} \quad (1)$$

En résumé, on obtient le facteur de stabilité en éliminant ΔI_B entre l'équation fondamentale (1) du transistor et la relation entre ΔI_C et ΔI_B particulière au montage étudié.

Donnons deux exemples (§ 3 et 4).

3. — STABILISATION PAR RÉSISTANCE DE POLARISATION ENTRE COLLECTEUR ET BASE (Fig. 7, § C, p. 143)

L'équation particulière à ce montage est celle qui exprime I_B en fonction de R_1 :

$$I_B = \frac{V_{CB}}{R_1} = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_1} \approx \frac{V_{CE}}{R_1}$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - R_C (I_C + I_B)}{R_1}$$

$$(R_1 + R_C)\, I_B = V_{CC} - R_C\, I_C.$$

L'équation « aux variations » est :

$$(R_1 + R_C)\, \Delta I_B = - R_C\, \Delta I_C. \qquad \boxed{\Delta I_B = - \frac{R_C}{R_1 + R_C} \Delta I_C.} \qquad (2)$$

Éliminons ΔI_B entre l'équation fondamentale (1) et l'équation (2) particulière au montage :

$$\Delta I_C = - \beta \frac{R_C}{R_1 + R_C} \Delta I_C + (\beta + 1)\, \Delta I_{CBO}$$

$$\left(1 + \beta \frac{R_C}{R_1 + R_C}\right) \Delta I_C = (\beta + 1)\, \Delta I_{CBO}$$

$$\boxed{S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \dfrac{R_C}{R_1 + R_C}}.}$$

La stabilité augmente avec le dénominateur, donc avec :

$$\frac{R_C}{R_1 + R_C} = \frac{1}{\dfrac{R_1}{R_C} + 1}$$

c'est-à-dire avec $\dfrac{R_C}{R_1}$; d'ailleurs, lorsque $\dfrac{R_C}{R_1}$ tend vers zéro, S tend vers $\beta + 1$ valeur relative au montage non stabilisé (R_1 entre base et générateur d'alimentation).

Notons que si l'on augmente R_C, à tension d'alimentation V_{CC} donnée, V_{CE} décroît : pour augmenter la stabilité, il faut diminuer la tension de sortie ; aussi ce montage n'est-il pas recommandé pour un étage de puissance.

Exemple numérique : $\beta = 50$; $R_1 = 68$ kΩ ; $R_C = 5$ kΩ ; $S_{max} = 51$ et

$$S = \frac{50 + 1}{1 + 50 \dfrac{5}{68 + 5}} = \frac{51}{4{,}4} = 11{,}5.$$

4. — STABILISATION PAR RÉSISTANCE D'ÉMETTEUR ET PONT DE POLARISATION (Fig. 8, § C, p. 144)

A l'équation (1) du transistor (p. 148), adjoignons les équations des circuits associés et négligeons ΔV_{BE} :

$$R_E(\Delta I_C + \Delta I_B) = R_2\,\Delta I \qquad \text{et} \qquad R_1 \Delta I_B = -(R_1 + R_2)\,\Delta I.$$

La division membre à membre élimine ΔI :

$$\frac{R_E}{R_1}\frac{\Delta I_C + \Delta I_B}{\Delta I_B} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{ou} \qquad R_E(\Delta I_C + \Delta I_B) = -\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\,\Delta I_B,$$

forme qui appelle l'abréviation $R_B = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, résistance équivalente aux deux branches du pont considérées en parallèle.

D'où :

$$R_E\,\Delta I_C = -(R_B + R_E)\,\Delta I_B \qquad \boxed{\Delta I_B = -\frac{R_E}{R_B + R_E}\,\Delta I_C.} \qquad (2)$$

Éliminons ΔI_B entre cette équation particulière au montage étudié et l'équation fondamentale du transistor :

$$\Delta I_C = -\beta\frac{R_E}{R_B + R_E}\,\Delta I_C + (\beta + 1)\,\Delta I_{CBO}$$

$$\boxed{S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \frac{\beta + 1}{1 + \beta\dfrac{R_E}{R_B + R_E}}.}$$

Ce résultat se déduit du précédent (§ 3) en y remplaçant R_C par R_E et R_1 par R_B.

La stabilité augmente avec le dénominateur, donc avec :

$$\frac{R_E}{R_B + R_E} = \frac{1}{\dfrac{R_B}{R_E} + 1}, \qquad \text{c'est-à-dire avec } \frac{R_E}{R_B}.$$

Pour $R_E = 0$, on trouve $S_{max} = \beta + 1$, valeur relative au montage non stabilisé.

Si, pour améliorer la stabilité :

— on augmente R_E ; pour V_{CC} donnée, I_C diminue et il faut donc limiter R_E ;

— on diminue R_B ; alors la résistance d'entrée diminue et la consommation du pont augmente. Il faut, comme toujours, adopter le compromis le meilleur, compte tenu du but et des moyens.

Exemple numérique. Comme dans le précédent : $\beta = 50$; $R_1 = 68$ kΩ ; en outre : $R_E = 2{,}7$ kΩ et $R_2 = 10$ kΩ :

$$S = \frac{51}{1 + 50\dfrac{2{,}7}{8{,}7 + 2{,}7}} = \frac{51}{12{,}8} \approx 4\ (< 11{,}5 \text{ de l'exemple précédent}).$$

Remarques :

1° S est indépendant de R_C, donc valable pour $R_C = 0$, c'est-à-dire pour le montage collecteur commun.

2° Autre forme :

$$S = \frac{R_B + R_E}{(1 - \alpha)\,R_B + R_E}.$$

5. — RETOUR SUR LE PRINCIPE DE LA STABILISATION DU COURANT DE COLLECTEUR

Lorsqu'un accroissement de température produit ΔI_{CBO}, d'où résultent ΔI_B et ΔI_C, la relation 2 entre ΔI_B et ΔI_C, particulière à un montage stabilisé, montre que ΔI_B et ΔI_C sont des signes opposés. Après l'étude de deux exemples, nous ne voyons mieux la nécessité : ΔI_B représente la « correction » à l'entrée produite par la contre-réaction du montage.

En d'autres termes, d'après l'équation fondamentale du transistor :

$$\Delta I_C = \beta \Delta I_B + (\beta + 1) \Delta I_{CBO},$$

à $\Delta I_{CBO} > 0$, le circuit de stabilisation fait correspondre $\Delta I_B < 0$, de sorte que :

$$\Delta I_C < (\beta + 1) \Delta I_{CBO} \text{ et } S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} < \beta + 1.$$

Les Britanniques utilisent le facteur de stabilité :

$$K = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CEO}}, \quad \text{d'où} \quad K = \frac{1}{\beta + 1} \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \frac{S}{\beta + 1}.$$

On trouverait donc pour l'exemple du § 4 :

$$K = \frac{1}{1 + \beta \dfrac{R_E}{R_B + R_E}} \approx 0{,}08.$$

6. — TRANSISTORS AU SILICIUM : $S' = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} < 0.$

Les considérations précédentes concernent surtout les transistors au germanium. Dans les transistors au silicium, le courant résiduel I_{CBO} est presque toujours négligeable : la principale cause des variations de I_C avec la température est alors le déplacement de la caractéristique $I_B (V_{BE})$; on définit alors un facteur de stabilité : $S' = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$. V_{BE} diminue environ de 2,5 mV/°C.

A titre d'exemple et avec une présentation différente, calculons $S = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}}$ et S' pour l'étage polarisé par pont (fig. 8, § *C*). Il suffit de compléter l'une des trois équations déjà utilisées (§ 4) par un terme V_{BE}, négligé pour le calcul de S :

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO} \qquad (1)$$

$$R_E (I_C + I_B) + V_{BE} = R_2 I. \qquad (2)$$

$$R_1 I_B + (R_1 + R_2) I = V_{CC}. \qquad (3)$$

Éliminons le courant de pont I entre (2) et (3) :

$$I = \frac{V_{CC} - R_1 I_B}{R_1 + R_2}.$$

$$R_E I_C + R_E I_B + V_{BE} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_B.$$

Posons comme précédemment : $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_B$:

$$R_E I_C + (R_E + R_B) I_B = \frac{R_B}{R_1} V_{CC} - V_{BE}.$$

Remplaçons I_B par sa valeur tirée de (1) :

$$R_E I_C + (R_E + R_B)\left(\frac{I_C}{\beta} - \frac{\beta + 1}{\beta} I_{CBO}\right) = \frac{R_B}{R_1} V_{CC} - V_{BE}.$$

$$\frac{(\beta + 1) R_E + R_B}{\beta} I_C = \frac{R_B}{R_1} V_{CC} + \frac{\beta + 1}{\beta} (R_E + R_B) I_{CBO} - V_{BE}.$$

$$I_C = \frac{\beta R_B}{(\beta + 1) R_E + R_B} \frac{V_{CC}}{R_1} + \frac{(\beta + 1)(R_E + R_B)}{(\beta + 1) R_E + R_B} I_{CBO} - \frac{\beta}{(\beta + 1) R_E + R_B} V_{BE}.$$

De cette expression de I_C, on déduit facilement celles de I_B, I_E, I. Elle montre aussi que :

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \frac{(\beta + 1)(R_E + R_B)}{(\beta + 1) R_E + R_B} = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \dfrac{R_E}{R_B + R_E}},$$

résultat déjà obtenu au paragraphe 4, et que

$$S' = \frac{-\beta}{(\beta + 1) R_E + R_B}.$$

Remarquant que :

$$S - 1 = \frac{(\beta + 1)(R_E + R_B) - (\beta + 1) R_E - R_B}{(\beta + 1) R_E + R_B} = \frac{\beta R_B}{(\beta + 1) R_E + R_B},$$

on peut écrire I_C sous la forme :

$$\boxed{I_C = \frac{S - 1}{R_1} V_{CC} + S I_{CBO} - \frac{S - 1}{R_B} V_{BE}.}$$

On voit alors que :

$$|S'| = \left|\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}\right| = \frac{S - 1}{R_B}.$$

La stabilité vis-à-vis de V_{BE} augmente lorsque $|S'|$ diminue, c'est-à-dire lorsque R_E et R_B augmentent.

Un accroissement de R_B diminue $|S'|$ mais augmente S : un compromis sur R_E doit être réalisé chaque fois qu'il est nécessaire de tenir compte simultanément de ΔI_{CBO} et ΔV_{BE}. Au contraire, un accroissement de R_E diminue S *et* S', c'est-à-dire augmente la stabilité vis-à-vis de I_{CBO} et de V_{BE} ; ceci s'explique par la contre-réaction due à R_E, qui s'oppose aux variations de I_C quelle que soit leur origine : variations avec T de I_{CBO}, V_{BE} et β ; variations des tensions d'alimentation ; dispersion sur les résistances et sur les transistors dans une fabrication en série.

E. — Transistors de puissance

Nous ne reviendrons pas sur leur fabrication (p. 91). Les notices techniques distinguent parfois les transistors de moyenne puissance (P_{cmax}: quelques watts) et les transistors de puissance (P_{cmax}: plusieurs dizaines de watts). Elles donnent les caractéristiques pour un seul transistor et pour la paire adaptée destinée à un étage symétrique.

I. — EXEMPLE

Transistor OC 26 : transistor au germanium, à jonctions, PNP, de puissance, obtenu par alliage, applications A.F. Pour une température du boîtier $t_{case} = 25^o$ C :

Base commune :

Pour $-V_{CB} = 0{,}5$ V, $-I_{CBO} < 0{,}1$ mA.

(Pour $-V_{CB} = 14$ V, $t_{case} = 100^o$ C : $-I_{CBO} < 20$ mA).

Émetteur commun : Pour $-V_{CE} = 6$ V ; $-I_C = 1$ A : $f_\beta = 4{,}5$ kHz.

f_β : *fréquence de coupure* de l'amplification β (fréquence à laquelle le module de β est devenu 0,707 fois sa valeur en basse fréquence).

Tension de coude du collecteur (fig. 16). — I_B étant la valeur telle que pour $-V_{CE} = 1$ V, on obtienne $-I_C = 3{,}3$ A, la tension de coude $-V_{CEK}$ est la tension V_{CE} qui correspond à $-I_C = 3$ A. On a $0{,}4 < -V_{CEK} < 0{,}8$. (La résistance au coude est donc très petite, de l'ordre de $\frac{0{,}4 + 0{,}8}{2 \times 3} = 0{,}2\Omega$.)

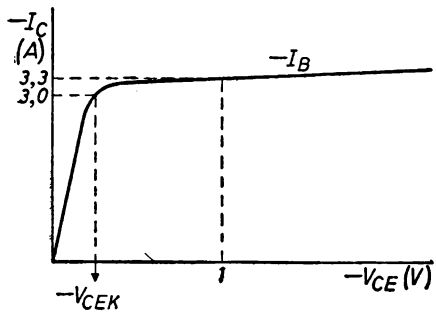


FIG. 15.

Valeurs à ne pas dépasser :

— $-V_{CEM}$ (valeur de pointe) : max. 32 V ;

— $-V_{CB}$: max. 32 V ;

— $-V_{CE}$: max. 16 V ; — $-V_{BE}$: max. 10 V ;

— $-I_{CM}$: max. 3,5 A ; — $-I_C$: max. 3,5 A.

t_j service continu : max. 90° C ;

t_j service intermittent : max. 100° C (durée totale maximale 200 heures).

Résistance thermique (élévation de température entre la jonction et le fond du boîtier à l'air libre) : $R_{th} < 1{,}2^o$ C/W.

La figure 16 montre la variation de l'amplification en courant, en émetteur commun en fonction de I_C (pour $-V_{CE} = 1$ V).

2. — FORME DES CARACTÉRISTIQUES (Fig. 17)

Ces caractéristiques ont la même forme générale que celles des transistors de petite puissance ; la seule différence importante concerne la courbe I_C (I_B) qui présente une courbure à concavité vers le bas, alors que pour un transistor de petite puissance elle est pratiquement rectiligne (revoir aussi les caractéristiques du transistor OC 72 p. 119).

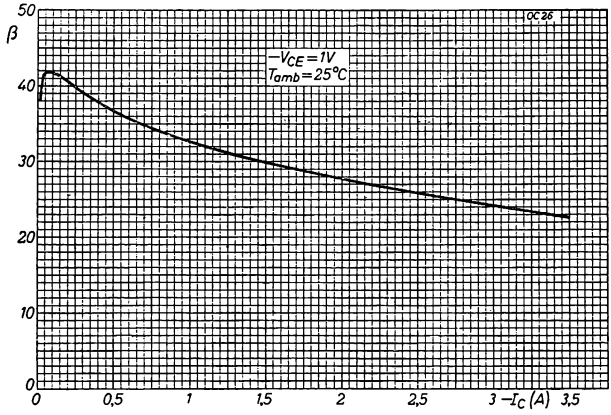


FIG. 16.

3. — COMMANDE PAR COURANT ; COMMANDE PAR TENSION

La courbe I_C (I_B) introduit une distorsion dans le cas d'une commande par courant. Dans les autres cas, les caractéristiques I_B (V_{BE}) et I_C (I_B) provoquent des déformations opposées du signal.

On peut donc, par un choix convenable de la résistance du générateur de commande, corriger l'une des caractéristiques par l'autre et diminuer la distorsion.

4. — PERFORMANCES

Les transistors de puissance progressent constamment ; de récents progrès sont dus au remplacement du germanium par le silicium, et à la fabrication par diffusion et aux techniques planar (chap. V). Le silicium permet d'obtenir des transistors A.F. dissipant 300 watts et des transistors R.F. dissipant plusieurs watts à 100 MHz, plus d'un watt à 250 MHz.

Les avantages du silicium sur le germanium sont de trois sortes :

— dissipation plusieurs fois plus grande ;

— température maximale de la jonction très supérieure Ge : 75 à 100° C ; Si : 200 à 300° C ;

— tension maximale entre collecteur et base environ trois fois plus grande.

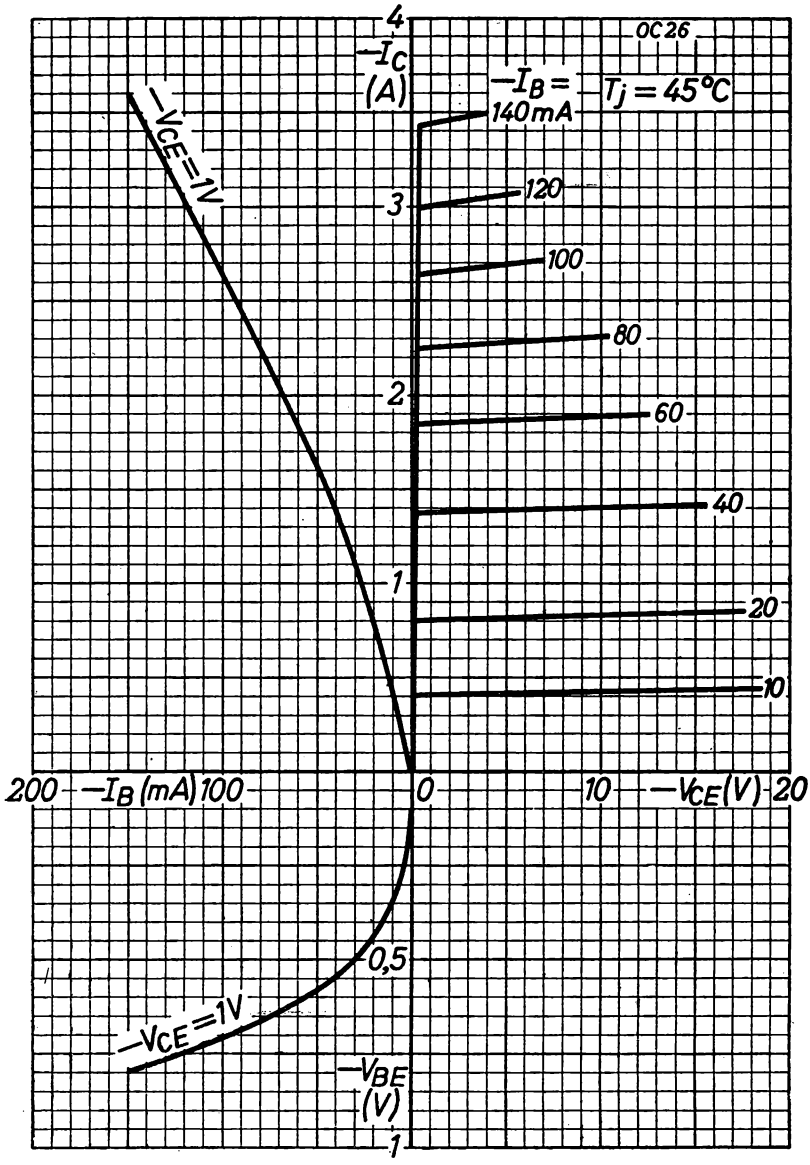


FIG. 17. — **Caractéristiques du transistor de puissance OC 26** (en émetteur commun).

En revanche, les transistors au germanium sont plus faciles à fabriquer et ils conservent une meilleure amplification aux forts courants.

La fabrication par la méthode de diffusion d'abord utilisée pour les transistors de petite puissance et R.F. devrait s'étendre rapidement à des transistors de forte puissance (20 A). La méthode par diffusion permet en effet d'obtenir des jonctions de grande dimension, donc très favorables aux courants et aux dissipations élevés; en outre, ces jonctions sont planes et reproductibles, ce qui permet d'obtenir des bases minces et d'atteindre des fréquences plus élevées qu'avec les transistors à alliage.

5. — APPLICATIONS DES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Amplification : amplificateurs A.F. et R.F.; récepteurs et émetteurs portatifs; régulation de tension.

Commutation de puissance : convertisseurs à transistors fournissant de hautes tensions continues à partir d'accumulateurs de 12 V ou 24 V.

EXERCICES DU CHAPITRE IV

1. Pour le transistor OC 72, la température maximale de fonctionnement de la jonction est 75° C et la résistance thermique, sans ailette ni « clip », est 0,4 ° C/mW.

1° Quelle est la puissance maximale $P_{c\,max}$ que l'on peut faire dissiper au collecteur lorsque la température ambiante est 25° C ? 45° C ?

2° Représenter graphiquement la variation de $P_{c\,max}$ en fonction de la température ambiante $t_{amb} > 25°$ C.

3° Mêmes questions lorsque le transistor OC 72 est équipé de son « clip » de refroidissement qui abaisse la résistance thermique à 0,3° C/mW.

2. Un constructeur indique la puissance maximale dissipée $P_{c\,max}$ pour un transistor de moyenne puissance muni d'une ailette de cuivre de 3 mm d'épaisseur. Température ambiante : 20° C ; température de la jonction : $t_{j\,max} = 75°$ C :

Surface de l'ailette (cm²)	100	1 000	10 000
$P_{C\,max}$ (W)	13,1	29,5	34,5

1° Sachant que la résistance thermique du transistor entre jonction et fond du boîtier est $R_{th} = 1°$ C/W, calculer la résistance thermique R_{ba} entre boîtier et air ambiant dans chacun des trois cas ci-dessus.

2° Serait-il avantageux d'utiliser le radiateur de 1 m² ? Quelle serait sa masse ? Masse volumique du cuivre : 8,9 kg/dm³.

3° On fait tendre R_{ba} vers zéro en refroidissant le transistor par circulation d'eau : calculer la limite de $P_{C\,max}$ pour la température ambiante 20° C.

3. *Emballement thermique.*

On considère un transistor monté en émetteur commun et don la base est ouverte (ce pourrait être un transistor de commutation, soit mal utilisé, soit présentant une coupure accidentelle du circuit de base) ; soit R_c la résistance de charge, V_{cc} la tension

d'alimentation, P_c la puissance dépensée dans la jonction de collecteur de température T_j, R_{th} la résistance thermique entre la jonction et l'air ambiant. Pour abréger l'écriture, on pose $I_{CEO} = I$.

1° Exprimer P_c en fonction de V_{cc}, R_c et I, puis calculer la dérivée $\frac{d P_c}{dI}$.

2° I, comme on sait, croît rapidement avec la température de la jonction; soit $a = \frac{1}{I}\frac{\Delta I}{\Delta T_j} = \frac{1}{\Delta T_j}\frac{\Delta I}{I}$, le coefficient température de I (accroissement relatif par degré). Utilisant le résultat du 1°, exprimer $H = \frac{\Delta P_c}{\Delta T_j}$ en fonction de I et a.

3° La température ambiante s'élève, d'où un accroissement ΔT_j entraînant les accroissements ΔI et ΔP_c :

a) Montrer que si $H > \frac{1}{R_{th}}$, il se produit un effet cumulatif susceptible de porter T_j à une valeur inadmissible.

b) Cet effet cumulatif se déclenche pour une certaine valeur I_o de I : exprimer I_0 en fonction de V_{cc}, R_c, a, R_{th}.

4° Montrer, en utilisant l'expression de I_0, que l'emballement thermique est favorisé par un accroissement de V_{cc}, de a, ou de R_{th} et contrarié par un accroissement de R_c.

Application. — On donne $V_{cc} = 12$ volts : $a = 0{,}08$; $R_{th} = 0{,}5°$ C/mW.

Calculer :

a) La résistance R_c au-dessous de laquelle se produit l'emballement thermique.

b) I_0 pour $R_c = 400\ \Omega$.

c) La température T_j correspondant à I_0 sachant que $T_{amb} = 30°$ C.

5° Que représenterait I (au lieu de I_{CEO}) si la base était polarisée en inverse (transistor de commutation bien utilisé) ? Montrer que les calculs précédents restent valables, mais que la température de déclenchement de l'emballement thermique est plus élevée.

Réponses : **1°** $\frac{dP_C}{dI} = V_{CC} - 2 R_C I$.

2° $H = (V_{CC} - 2 R_C I)\, aI$.

3° **a)** $\frac{\Delta T_j}{\Delta T_{amb}} = \frac{1}{1 - H R_{th}}$; **b)** $H R_{th} = 1$, **d'où**

$$I_0 = \frac{V_{CC} - \sqrt{V_{CC}^2 - \frac{8 R_C}{a R_{th}}}}{4 R_C}.$$

4° $R_C < 720\ \Omega$; $I_0 = 2{,}5$ mA; $T_j = 43{,}7°$ C.

4. Les données sont les mêmes que dans l'exercice 3, ainsi que les trois premières questions. Interpréter physiquement la seconde solution I'_0 de l'équation en I_0.

Application. — $V_{cc} = 12$ volts ; $a = 0{,}08$; $R_{th} = 0{,}5°$ C/mW ; $t_{amb} = 30°$ C : calculer la température d'équilibre t'_j de la jonction de collecteur à la fin de l'emballement thermique.

5. Polarisation par résistance R_1 entre collecteur et base.

1° Partant de l'expression du facteur de stabilité :

$$S = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \dfrac{R_c}{R_1 + R_c}},$$

exprimer le rapport $\dfrac{R_1}{R_c}$ en fonction de S et de β.

2° Calculer V_{CE} en fonction de S et I_c ($\approx \beta I_B$), puis de S et de la tension d'alimentation V_{CC}. On négligera : $V_{BE} \ll V_{CE}$; 1 devant β.

3° Montrer que l'amplitude maximale possible $\left(U_m \approx \dfrac{V_{CE}}{2}\right)$ de la tension de sortie diminue, pour V_{CC} donnée, lorsqu'on améliore la stabilité thermique.

Application. — $V_{CC} = 10$ volts ; $\beta = 50$; calculer $U_m \approx \dfrac{V_{CE}}{2}$ pour $S = 13$, puis $S = 8$.

6. On modifie l'étage à pont de polarisation et résistance d'émetteur (fig. 8, p. 144), en connectant la résistance R_1 du pont entre *collecteur* et base.

1° Écrire les deux relations, particulières à ce montage, entre les courants I_C, I_B et I (courant de pont). On néglige ΔV_{BE} devant les autres variations de tension.

2° En déduire l'expression de ΔI_B en fonction de ΔI_C et des abréviations :

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} ; \qquad a = \frac{R_c}{R_1} ; \qquad \frac{1}{b} = 1 + \frac{R_c}{R_1 + R_2}.$$

3° Établir l'expression du facteur de stabilité S.
Application ; $\beta = 50$; $R_1 = 68$ kΩ ; $R_2 = 10$ kΩ ; $R_E = 1{,}8$ kΩ ; $R_C = 5$ kΩ.

4° On débranche R_2 et on court-circuite R_E : simplifier l'expression précédente de S et calculer sa nouvelle valeur numérique. Quel est l'effet de cette simplification du montage sur la stabilité vis-à-vis de I_{CBO} ?

Réponses : 2° $\Delta I_B = -\dfrac{R_E + abR_B}{R_E + (1 + a)\, bR_B} \Delta I_C$ **; 3°** $S = 4{,}2$ **; 4°** $S = 11{,}5$.

7. Un transistor NPN au silicium est monté avec les résistances : R_C dans le collecteur ; R_E dans l'émetteur ; R_B dans la base, en série avec la source de polarisation V_{BB}. La tension d'alimentation de collecteur est V_{CC}. Le courant résiduel I_{CBO} est négligeable :

1° Tracer le schéma du montage.

2° Établir l'expression du facteur de stabilité $S' = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$.

3° *Application :* $\beta = 40$; $R_E = 600$ ohms ; entre les températures extrêmes prévues, on a : $\Delta V_{BE} = 50$ mV ; ΔI_C ne doit pas dépasser 0,05 mA ; calculer S' et R_B.

4° V_{BB} et R_B sont remplacés par un pont de polarisation $R_1 R_2$ entre — V_{CC} et + V_{CC}. Déduire, du résultat du 2°, l'expression de S' en fonction de R_1 et R_2.

Réponses : 2° $S' = \dfrac{-\beta}{(\beta + 1) R_E + R_B} = \dfrac{-\alpha}{R_E + (1 - \alpha) R_B}$.

3° $|S'| \leqslant 1 \dfrac{\text{mA}}{V}$; $R_B > 15{,}4$ kΩ.

4° $R_B = R_1 // R_2$.

NOTE TECHNIQUE

Détermination d'un préamplificateur à transistors [1]

(Fréquence du signal à amplifier : 50 hertz.)

... Notre activité a surtout porté jusqu'ici sur l'étude d'amplificateurs basse fréquence, utilisés dans des systèmes d'asservissement.

Nous nous attachons à concevoir des schémas qui assurent, dans le temps, la stabilité des performances de l'appareil, en dépit des variations des caractéristiques des éléments.

Nos amplificateurs doivent de plus être interchangeables, ce qui suppose en particulier que leur gain et leurs impédances d'entrée et de sortie soient indépendants des paramètres des transistors qu'ils renferment.

Ces deux impératifs nous astreignent à établir, dans chaque cas, les relations mathématiques entre les caractéristiques de l'amplificateur et les paramètres des transistors. Le projet est modifié jusqu'à ce que le fonctionnement soit assuré pour toutes les valeurs possibles des paramètres influents.

La note technique ci-jointe donne un exemple précis d'application de cette méthode à un préamplificateur à transistors.

R_{d2}	1,5 kΩ	T 1	OC 45		
R_{c2}	39 kΩ	T 2	OC 45		
R_{p2}	10 kΩ	T 3	2 N 525		
R_{e2}	1,2 kΩ			C_{c3}	0,02 µF
R''_2	47 kΩ			C_R	6,8 µF
R'_2	47 kΩ	R_R	240 Ω	C_L	50 µF
R_{d1}	2 kΩ	R_L	470 Ω	C_{d3}	50 µF
R_{c1}	27 kΩ	R_{d3}	1 kΩ	C_{e3}	100 µF
R_{p1}	4,7 kΩ	R_{c3}	8,2 kΩ	C_{d2}	50 µF
R'_{e1}	47 Ω	R'_{e3}	10 Ω	C_e	100 µF
R_{e1}	240 Ω	R_{e3}	3 kΩ	C_{d1}	100 µF
R_1	8,2 kΩ	R_3	4,7 kΩ	C_{e1}	200 µF

Le schéma complet de l'amplificateur est représenté figure 1; les circuits de polarisation sont représentés figure 2.

(1) Société MECI : nous adressons nos sincères remerciements à MM. MOULON et THÉVENOT.

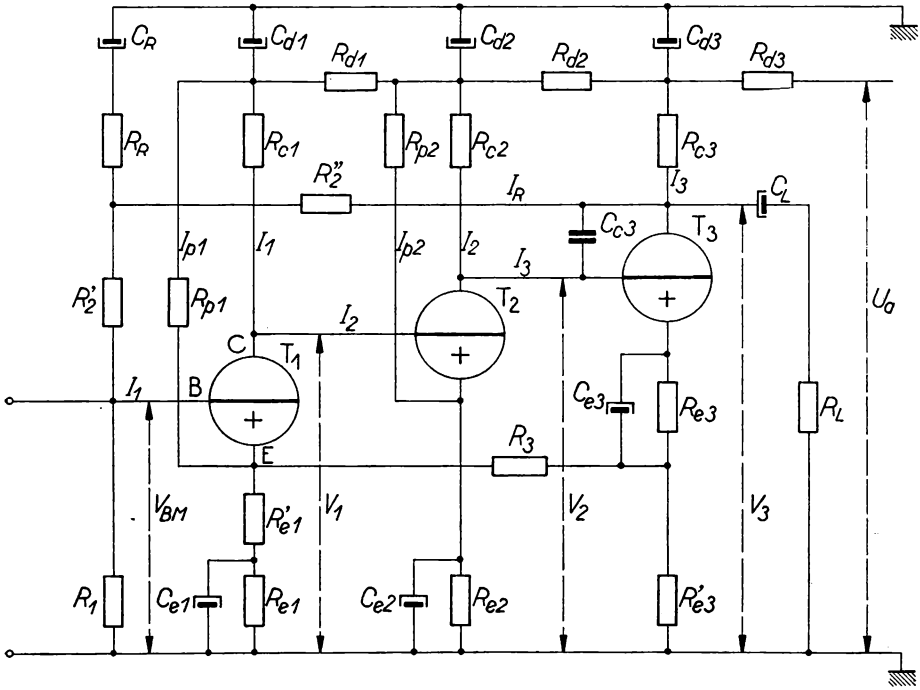

C_R
C_{d1}
R_{d1}
C_{d2}
R_{d2}
C_{d3}
R_{d3}
R_R
R_{c1}
R_{p2}
R_{c2}
R_{c3}
R_2''
I_R
I_3
C_L
C_{c3}
T_3
I_{p1}
I_1
I_{p2}
I_2
I_3
R_2'
R_{p1}
T_2
U_a
I_2
C
T_1
I_1
B
C_{e3}
R_{e3}
R_L
R_3
E
V_{BM}
R_{e1}'
V_1
V_2
V_3
R_1
C_{e1}
R_{e1}
C_{e2}
R_{e2}
R_{e3}'

Fig. 1.

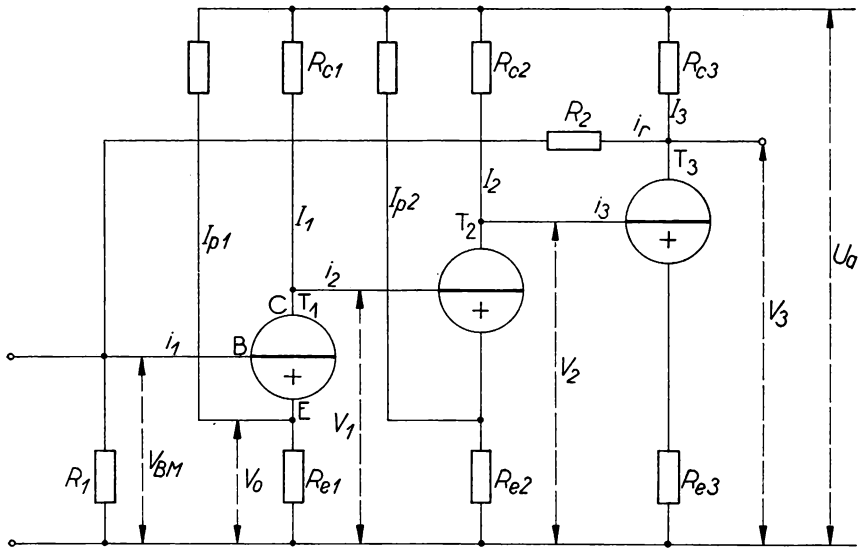

R_{c1}
R_{c2}
R_{c3}
R_2
i_r
I_3
T_3
I_2
I_{p2}
T_2
i_3
I_{p1}
I_1
i_2
U_a
C
T_1
V_3
i_1
B
V_2
E
V_1
R_1
V_{BM}
V_0
R_{e1}
R_{e2}
R_{e3}

Fig. 2.

I. — DÉTERMINATION DES CIRCUITS DE POLARISATION.

Ces circuits ont été calculés en fonction des préoccupations suivantes :

— POLARISATION DU TRANSISTOR T 1 sous une faible tension (1 V) et un faible courant collecteur (200 μA), *dans le but de minimiser le bruit de fond;*

— POLARISATION DES TRANSISTORS T 2 ET T 3, dans des conditions plus quelconques mais assurant cependant le fonctionnement correct de l'amplificateur quelles que soient les variations de caractéristiques des transistors.

D'après la figure 2 on voit aisément que la principale difficulté réside dans la détermination de la tension collecteur du transistor T 3. Nous allons la calculer en fonction des différents éléments du montage.

Les courants I_{p1} et I_{p2} sont très supérieurs à I_1 et I_2 :

$$I_{p1} = 10\ I_1.$$

On admet les gains (β) des trois étages identiques. ρ_{C1}, ρ_{C2} et ρ_{C3} sont les résistances internes de chaque étage.

Au premier étage, nous avons pour le courant de collecteur $I_1 - i_2$ (1) :

$$I_1 - i_2 = I_{CEO1} + \beta\, i_1 + \frac{V_{CE1}}{\rho_{C1}}.$$

D'où le courant de base de T_2 :

$$i_2 = I_1 - \left(I_{CEO1} + \beta\, i_1 + \frac{V_{CE1}}{\rho_{C1}}\right). \tag{1}$$

Au deuxième étage :

$$I_2 - i_3 = I_{CEO2} + \beta\, i_2 + \frac{V_{CE2}}{\rho_{C2}}.$$

$$i_3 = I_2 - \left(I_{CEO2} + \beta\, i_2 + \frac{V_{CE2}}{\rho_{C2}}\right). \tag{2}$$

Au troisième étage :

$$I_3 = I_{CEO3} + \beta\, i_3 + \frac{V_{CE3}}{\rho_{C3}} + i_r \tag{3}$$

$$i_r = \frac{V_3 - V_{BM}}{R_2} \tag{4}$$

$$i_1 = i_r - \frac{V_{BM}}{R_1} = \frac{V_3}{R_2} - V_{BM}\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}\right). \tag{5}$$

Portons en (1) la valeur de i_1 exprimée par (5), ensuite en (2) la valeur de i_2 exprimée par (1) et en (3) la valeur de i_3 de (2) et la valeur de i_r exprimée par (4) :

$$I_3 = I_{CEO3} + \beta\,(I_2 - I_{CEO2}) - \beta^2\,(I_1 - I_{CEO1}) + \beta^3\,\frac{V_3}{R_2} - \beta^3\,V_{BM}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)$$
$$+ \beta^2\,\frac{V_{CE1}}{\rho_{C1}} - \beta\,\frac{V_{CE2}}{\rho_{C2}} + \frac{V_{CE3}}{\rho_{C3}} + \frac{V_3}{R_2} - \frac{V_{BM}}{R_2}. \tag{6}$$

$$V_3 = U_a - R_{C3}\,I_3. \tag{7}$$

(1) Les lecteurs désireux de simplifier le calcul peuvent négliger dès le départ les termes $\frac{V_{CE}}{\rho_C}$ des équations (1), (2) et (3).

Portons la valeur de I_3 de (6) dans (7) et groupons les termes en V_3 dans le premier membre :

$$V_3\left(1+\beta^3\frac{R_{C3}}{R_2}+\frac{R_{C3}}{R_2}\right)=U_a-R_{C3}\,I_{CEO3}-\beta R_{C3}(I_2-I_{CEO2})+\beta^2 R_{C3}(I_1-I_{CEO1})$$
$$+\beta^3\frac{R_{C3}V_3}{R_2}+\beta^3 R_{C3}V_{BM}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)-\beta^2\frac{V_{C1}R_{C3}}{\rho_{C1}}+\beta\frac{V_{CE2}}{\rho_{C2}}R_{C3}$$
$$-\frac{V_{CE3}R_{C3}}{\rho_{C3}}+\frac{R_{C3}V_{BM}}{R_2}. \qquad (8)$$

β^3 minimum $\simeq$ 15 000, les autres termes étant peu différents de 1, nous les négligerons dans le premier membre qui devient $V_3\dfrac{\beta^3 R_{C3}}{R_2}$.

Divisons tout par $\beta^3 R_{C3}$:

$$\frac{V_3}{R_2}=\frac{U_a}{\beta^3 R_{C3}}-\frac{I_{CEO3}}{\beta^3}-\frac{I_2-I_{CEO2}}{\beta^2}+\frac{(I_1-I_{CEO1})}{\beta}+V_{BM}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)-\frac{V_{CE1}}{\beta\,\rho_{C1}}$$
$$+\frac{V_{CE2}}{\beta^2\rho_{C2}}-\frac{V_{CE3}}{\beta^3\rho_{C3}}+\frac{V_{BM}}{\beta^3 R_2}. \qquad (9)$$

Dans (9) nous pouvons négliger les termes en $1/\beta^2$ et $1/\beta^3$ en conservant une très bonne approximation ; multiplions le tout par R_2 pour isoler V_3 :

$$V_3=(I_1-I_{CEO1})\frac{R_2}{\beta}+V_{BM}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)-\frac{V_{CE1}R_2}{\beta\,\rho_{C1}}. \qquad (10)$$

Nous pouvons aussi négliger le dernier terme du second membre si l'on considère l'ordre de grandeur des paramètres :

$V_{CE1}=1$ V ; $\rho_{C1}>50$ kΩ avec le transistor utilisé ; $\dfrac{V_{CE1}}{\rho_{C1}}=20\,.\,10^{-6}$ A ;

I_1-I_{CEO1} varie suivant la température de $+\,200\,.\,10^{-6}$ A à 10^{-3} A, d'où :

$$\boxed{V_3=(I_1-I_{CEO1})\frac{R_2}{\beta}+V_{BM}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Dans cette formule les termes dépendant des caractéristiques des transistors sont I_{CEO1}, β et V_{BM}. Le problème qui se posait à nous était d'assurer que V_3 se trouvait compris entre 2 et 15 V quelles que soient les valeurs de ces trois paramètres.

Dans un premier avant-projet la résistance R_{e1} était nulle, ainsi la tension V_{BM} se réduisait à la chute de tension émetteur-base du transistor T_1. Dans ces conditions il nous fut impossible d'assurer une valeur correcte de V_3 sans un tri préalable sur le transistor T_1.

La présence de la tension de polarisation V_0 qui masque les variations de la tension émetteur-base du transistor T_1 nous a permis de nous affranchir de l'opération de tri, ce qui constitue un avantage énorme lors de la fabrication de l'appareil.

2. — DÉTERMINATION DU GAIN ET DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE DE L'AMPLIFICATEUR.

Nous ne développerons pas ici toutes les considérations qui ont abouti à la présence simultanée de deux types de contre-réaction. Disons seulement que dans le but de stabiliser la valeur du gain en fonction des dispersions des éléments une contre-réaction du type parallèle avait été prévue initialement. Nous nous sommes aperçus ensuite que, dans ces conditions, l'impédance d'entrée de l'amplificateur dépendait dans une très large mesure des caractéristiques du premier transistor. Nous avons alors complété le schéma par une contre-réaction du type série dans le but de rendre sensiblement constante cette impédance d'entrée.

NOTE

Disparition progressive des propriétés d'une jonction chauffée

I. — EXPÉRIENCE AVEC UNE DIODE AU GERMANIUM

Le circuit de la figure 1 fonctionne normalement à la température ambiante. Diode à jonction OA 85 au germanium ; courant redressé moyen : 30 mA.

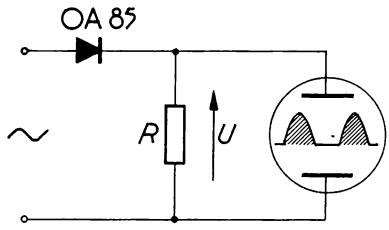


FIG. 1.

Posons sur cette diode un fer à souder très chaud : on observe à l'oscillographe les formes successives de la figure 2, dans lesquelles le courant *inverse* augmente avec la température de la jonction.

Pour obtenir les deux dernières formes, il a fallu en outre augmenter le courant.

La dernière forme étant atteinte, éloigner rapidement le fer à souder pour éviter la destruction de la diode.

Au refroidissement, le courant repasse par les mêmes formes dans l'ordre inverse : le courant inverse disparaît progressivement.

Dans les mêmes conditions, l'*expérience échoue avec une diode au silicium.*

2. INTERPRÉTATION PHYSIQUE

L'élévation de température crée des paires électron-trou de plus en plus nombreuses des deux côtés de la jonction *PN* (relire, p. 134) ; on peut dire, en voyant augmenter le courant inverse, que l'on « voit » la création des porteurs.

Au refroidissement, on « voit » la recombinaison des électrons et des trous d'origine thermique jusqu'à ce qu'il ne reste plus que les porteurs dus aux dopages.

Après l'expérience, les courants direct et inverse mesurés sous plusieurs tensions sont encore entre les maximums et les minimums des notices.

Pour réussir avec le silicium, il faudrait atteindre des températures plus élevées.

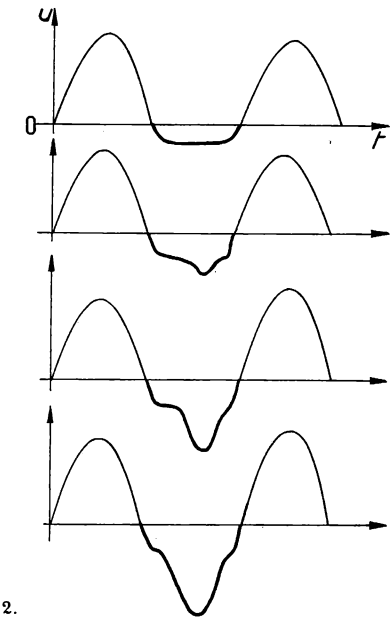
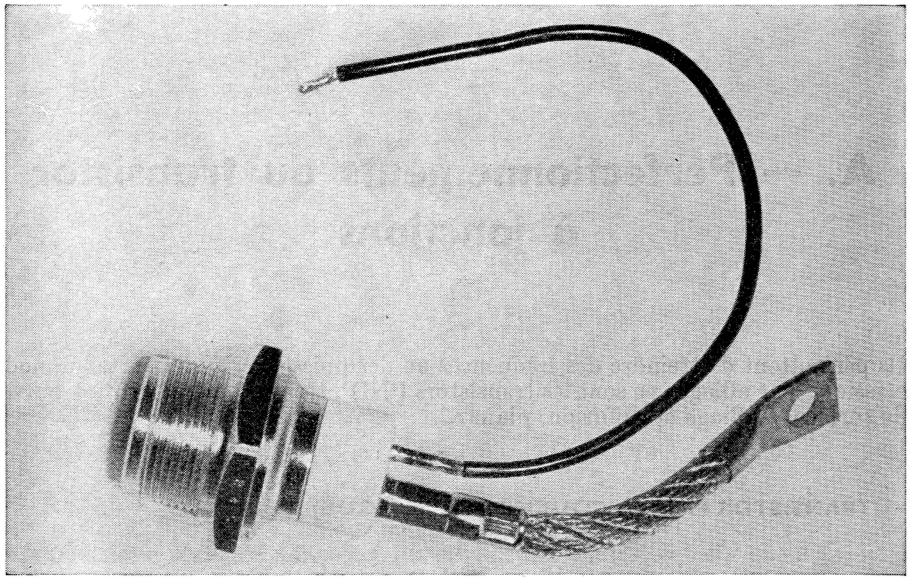


FIG. 2.



Document Le Matériel Électrique S-W

Thyristor de puissance.
A droite : l'*anode* (boîtier) ; à gauche : sorties de la *cathode* et de l'*électrode de commande*.

V. — AUTRES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS EFFET DE CHAMP

Dans les diodes et les transistors à jonctions étudiés dans les chapitres précédents, on exploite l'injection et la diffusion des porteurs minoritaires. *Ce phénomène est lent et fait appel à la durée de vie; par principe même, la fréquence atteinte ne peut dépasser quelques centaines de mégahertz malgré les perfectionnements* (§ A) *du transistor à jonctions.*

L'accroissement de la fréquence ou de la puissance a été obtenu par des procédés nouveaux : utilisation des porteurs majoritaires, effet de champ (électrique), effet tunnel, effet d'avalanche (thyristors)...

La technologie des semiconducteurs évolue très rapidement : le silicium surclasse le germanium dans beaucoup d'applications ; la technique planar et l'épitaxie sont en progrès pour les diodes, les transistors, les circuits intégrés...

A. — Perfectionnements du transistor à jonctions

Ils permettent d'atteindre des fréquences ou des puissances supérieures au modèle classique par alliage ; ce sont les transistors PNIP, tétrode, mésa, drift, à barrière de surface, à alliage et diffusion, planar...

1. — TRANSISTOR PNIP (A COUCHE INTRINSÈQUE) (Fig. 1)

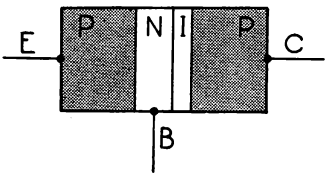


FIG. 1. — **Transistor à couche intrinsèque.**

Il y existe une mince zone intrinsèque *I* — c'est-à-dire possédant la grande résistivité du semi-conducteur pur — entre la base et le collecteur.

Cette zone permet une base plus mince sans diminution de la tension de collecteur (revoir chap. III) ; pour éviter d'augmenter la résistance de base qui limite le facteur de mérite (produit gain - bande passante), la résistivité de la base doit être faible.

Dans ces conditions, la fréquence de coupure du gain en courant, inversement proportionnelle au carré de l'épaisseur de la base, augmente ainsi que le produit gain-bande passante.

Notons qu'au-dessous d'une certaine épaisseur de base celle-ci n'intervient plus et la fréquence de coupure dépend essentiellement de l'émetteur (du produit résistance d'émetteur - capacité d'émetteur).

2. — TRANSISTOR TÉTRODE

La fréquence d'un transistor à jonctions est limitée par la résistance de base et par la capacité des jonctions.
Dans le transistor tétrode (fig. 2), on polarise — positivement pour le type PNP — un second contact ohmique B_2 établi sur la base : seule, une partie de l'émetteur est positive par rapport à la base, ce qui diminue la résistance de la base et l'aire utile des jonctions, donc leurs capacités.

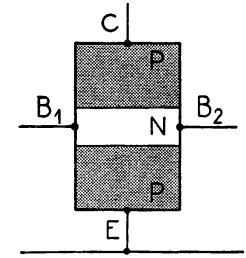


FIG. 2. — **Transistor PNP tétrode.**

B_1 est polarisée négativement, comme dans un transistor ordinaire ; B_2 est polarisée positivement.

Des transistors tétrodes NPN au silicium sont obtenus par tirage et diffusion; leur gain en puissance est élevé aux hautes fréquences. Par exemple, type 3N34 (Thomson-Houston) : 22 dB à 30 MHz (caractéristiques provisoires); type 3N35 : 20 dB à 70 MHz, dissipation admissible au collecteur : $P_c = 125$ mW, courant collecteur $I_C = 20$ mA; courant base 1 (ou base 2) : 5 mA.

Leur température de fonctionnement s'étend de — 65 à + 150° C. Ils sont destinés à des amplificateurs et des oscillateurs d'équipements radar, télévision professionnelle et fusées téléguidées.

Des fréquences de coupure dépassant 100 MHz ont été récemment obtenues avec des transistors tétrode au silicium.

La fréquence de coupure de α *est la fréquence à laquelle* $\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$, α_0 *étant la valeur aux basses fréquences (*< 1 kHz *pour fixer les idées).* (Voir 2e Partie.)

3. — TRANSISTORS MESA (1954)

Dans la fabrication en série des transistors par alliage, il n'est guère possible de descendre au-dessous de 40 μ pour l'épaisseur de la base. Au contraire la diffusion permet d'obtenir, de façon reproductible, des bases jusqu'à 20 fois plus minces, d'où des fréquences très supérieures.

En outre, dans les transistors par alliage à base uniformément dopée, c'est uniquement par *diffusion* que les porteurs injectés dans la base atteignent la jonction de collecteur; or la diffusion est un phénomène lent auquel correspond un temps de transit élevé qui limite la fréquence maximale.

On réduit le *temps de transit* en réduisant l'épaisseur de la base (transistors mesa, planar) et à l'aide d'un champ électrique accélérateur (transistor drift, mesa...).

Les transistors de structure mesa peuvent être PNP (généralement au germanium) ou NPN (généralement au silicium).

Pour obtenir un transistor NPN, on part d'une plaquette de silicium N d'épaisseur 200 μ environ, de côté 1 mm sur laquelle on produit par diffusion (chap. II) une couche P de 4 μ par exemple (fig. 3, *a*).

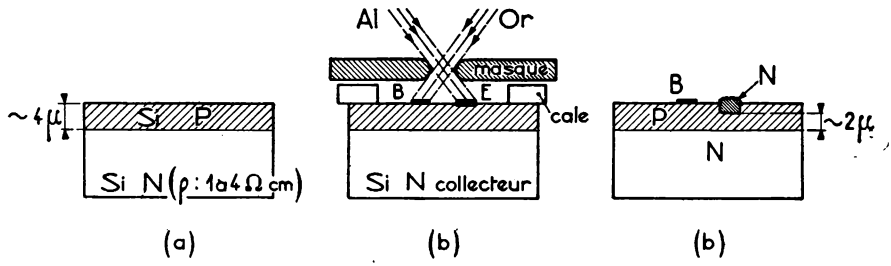


FIG. 3. — **Fabrication d'un transistor mesa.**

Sur cette couche on forme : par alliage, par diffusion, ou par dépôt sous vide, un émetteur (semiconducteur *N*) ; et un contact de base (fig. 3, *b*).

On enlève ensuite (fig. 3C) la région diffusée *P* autour de l'émetteur et du contact de base, de façon à éviter les recombinaisons et à diminuer la capacité de la jonction ; c'est la forme ainsi obtenue, comparable à certaines montagnes plates de l'Amérique du Sud (en forme de table = mesa), qui aurait inspiré la désignation de cette structure.

Notons que la répartition des impuretés dans la base décroît de la surface vers l'intérieur (exponentiellement) ; il s'ensuit que le contact de base, pris sur la région la plus dopée, donc de plus grande conductibilité, supporte d'assez grandes intensités, et que la résistance de base est faible, permettant le fonctionnement à fréquence élevée. Le champ interne accroît cette fréquence. En outre le collecteur a conservé toute la surface initiale, permettant une bonne évacuation de la puissance dissipée.

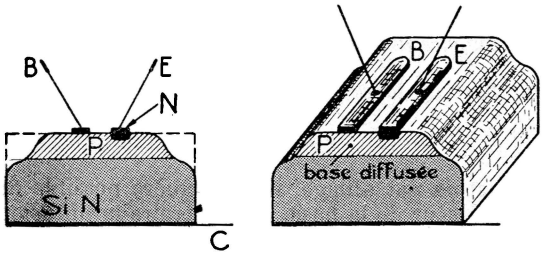


Fig. 3C. — **Transistor mesa terminé.**

La tension maximale collecteur-base, qui conditionne la puissance de sortie, est de l'ordre de 20 V pour le germanium et de 50 V pour le silicium. Le courant de collecteur peut atteindre actuellement 1 ampère.

4. — TRANSISTORS PLANAR

Ils doivent leur nom à une structure plane : la base et l'émetteur sont formés par double diffusion sur une lamelle dont la partie non modifiée sera le collecteur. Pour un transitor planar NPN au silicium, on part d'une lamelle de silicium N, rendue très lisse et très plane par meulage, polissage et attaque chimique (fig. 4 *a*).

Oxydation (fig. 4 *b*). — Cette lamelle est oxydée dans un four à 1 200° C : l'oxygène pénètre superficiellement dans le réseau cristallin et se combine aux atomes de silicium pour former un film d'oxyde qui isole le cristal de l'atmosphère qui l'entoure et empêche la pénétration des impuretés. Ainsi, grâce à son oxyde, inerte, très stable, facile à obtenir, le silicium se prête particulièrement à la technique planar.

Masquage et obtention d'une fenêtre. — La lamelle oxydée est recouverte d'une pellicule photosensible puis d'un *masque* permettant de n'exposer à la lumière qu'une partie de cette pellicule. La partie non exposée est soluble et on l'élimine ; une attaque chimique dissout l'oxyde qui n'est plus protégé : on a obtenu une *fenêtre* dans la couche d'oxyde (fig. 4 *c*).

Diffusion pour la base. — On diffuse par cette fenêtre une impureté de type *P*, généralement du bore (fig. 4 *d*) ; on réoxyde ensuite toute la surface.

FENÊTRE ET DIFFUSION POUR L'ÉMETTEUR. — On dégage, sur la base *P*, une fenêtre plus petite que la première, pour effectuer une diffusion type N (phosphore par exemple, par P_2O_5) : l'émetteur est ainsi formé dans la base (fig. 4 *e*).

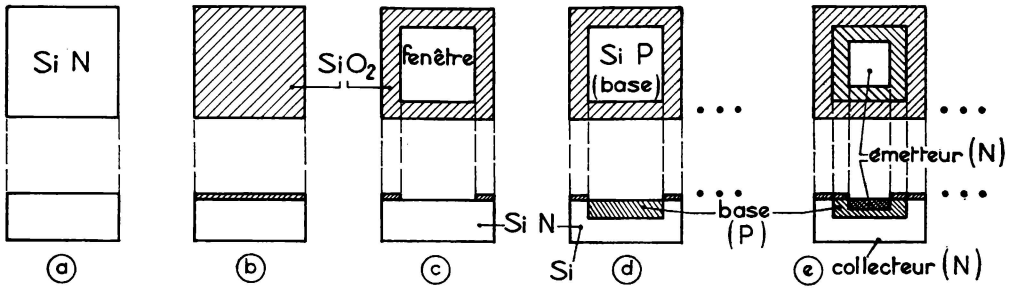
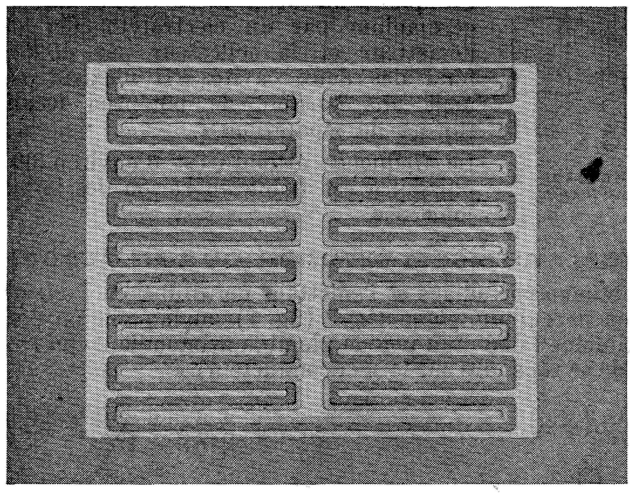


FIG. 4.

CONTACTS DE BASE ET D'ÉMETTEUR. — Après réoxydation, on dégage, encore par des procédés de masquage et photogravure, deux petites surfaces, l'une sur l'émetteur, l'autre sur la base, et on y dépose les contacts d'émetteur et de base (évaporation sous vide par exemple).

Les transistors planar sont caractérisés par des courants inverses de jonctions très petits ($\sim 10^{-9}$ A) ; ils supportent des tensions et des courants plus grands



Transistor H. F. de puissance.

Il est obtenu par triple diffusion : N^+ pour le collecteur, diffusion *P* pour la base, diffusion *N* pour l'émetteur.

Les parties blanches sont de l'aluminium déposé par évaporation sous vide : le peigne intérieur est le contact d'*émetteur* ; le peigne extérieur est le contact de base.

L'échelle est donnée par la largeur des plus petites bandes blanches : 15 microns.

V_{CBO} : 120 V ; I_{CMAX} : 1 A ; I_{BMAX} : 0,2 A ; $Rbb' = 1{,}8\ \Omega$; $Cb'c = 11$ pF.

Permet 1 W modulable à 90 % à 250 MHz (gain minimal à 1 W : 6 dB).

(Étude menée par la C. S. F. pour le compte des Services Techniques de Télécommunications de l'Air.)

que les autres types et atteignent des fréquences très élevées. Leur tension de saturation est plus faible que celle des transistors mésa et leur vitesse de commutation supérieure.

Autres avantages : meilleure stabilité ; dispersion plus étroite de certains paramètres ; plus grande sécurité.

La technique planar s'étend aux circuits *intégrés* (§ F).

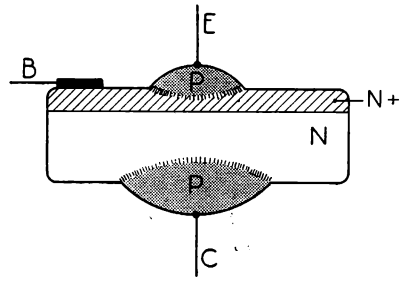


FIG. 5. — **Transistor « drift ».**

5. — TRANSISTOR « DRIFT »

Sur une plaquette de germanium N peu dopée, donc de résistivité assez élevée, on diffuse une couche N beaucoup plus conductrice N^+ (fig. 5) sur laquelle on forme ensuite l'émetteur.

Entre les deux couches de conductibilités différentes de la base existe un champ électrique accélérant les porteurs (1) et diminuant leur temps de transit. On obtient des fréquences de coupure $f_\alpha \approx 100$ MHz. La tension collecteur-base est plus élevée que dans le transistor à jonctions usuel en raison de la résistivité élevée du germanium N initial. Actuellement, $I_0 \approx 20$ à 30 mA.

6. — TRANSISTORS A BARRIÈRE DE SURFACE (Fig. 6)

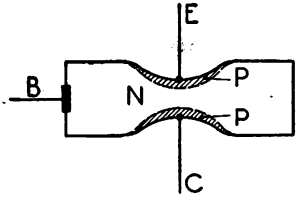


FIG. 6. — **Transistor à barrière de surface.**

On réduit l'épaisseur de la base à quelques μ en attaquant les deux faces d'une mince plaquette de germanium par un électrolyte. On obtient ensuite l'émetteur et le collecteur par dépôt d'indium au fond des deux cavités. Il n'existe pas de jonctions mais une barrière de potentiel localisée à chaque surface de séparation.

La fréquence atteinte est d'environ 60 MHz, mais la puissance est faible en raison des faibles surfaces des jonctions.

7. — TRANSISTORS A ALLIAGE ET DIFFUSION (OU A ALLIAGE DIFFUSÉ)

La base est obtenue par alliage et l'émetteur par diffusion. Pour obtenir un transistor PNP, on part d'une plaquette P (fig. 7) sur laquelle on pose deux petites sphères d'antimoine (allié d'un peu de plomb, antimouillant qui empêchera l'antimoine fondu de se répandre sur le semiconducteur).

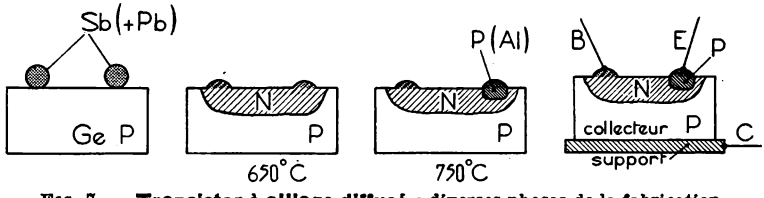


FIG. 7. — **Transistor à alliage diffusé : diverses phases de la fabrication.**

(1) Drift : glissement.

Au four, à 650° C, l'antimoine s'allie au semiconducteur P et le transforme en semiconducteur N sur une certaine épaisseur qui constituera la base.

Après cette opération, les deux sphères sont devenues deux petites protubérances : l'une sera le contact de base ; l'autre est enduite d'un produit à base d'aluminium (accepteur), puis on porte à 750° C. L'aluminium diffuse plus vite que l'antimoine et forme une région P qui sera l'émetteur.

En résumé, on distingue parmi les transistors H. F. (radio, télévision, commutation...).

— *transistors à base de résistivité uniforme*, obtenus par alliage ; fréquence de coupure fh_{21b} *ou* $f\alpha$ de 2 à 25 MHz ;

— *transistors tétrodes* : $f\alpha$ de 20 à 100 MHz ;

— *transistors à champ interne :* mesa, drift, alliage-diffusion, MADT (micro-alloyed diffused transistor), avec $f\alpha$ de 50 à 3 000 MHz ;

— *transistors à effet de champ* (§ B) ;

— *transistors à structure planar.*

B. — Effet de champ

I. — PRINCIPE DE L'EFFET DE CHAMP

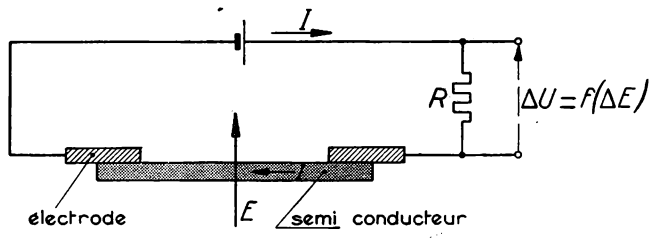


FIG. 8. — **Effet de champ : le courant *I* est fonction du champ électrique *E*.**

L'effet de champ a été découvert en 1928 par Lilienfeld sur le sulfure de cuivre : *un courant circulant dans une mince couche de semiconducteur varie sous l'action d'un champ électrique perpendiculaire à cette couche (fig. 8).*

On peut donc obtenir l'amplification d'un signal qui fait varier le champ ; Schokley fut le premier à donner le principe de réalisation d'un amplificateur à effet de champ.

Nous connaissions la variation de la résistance d'un semiconducteur sous l'action de la température, du rayonnement (photoconduction), du champ magnétique (magnétorésistance) ; le champ électrique produit aussi une variation de résistance, mais par un mécanisme différent.

L'effet de champ est le phénomène qui se manifeste par la variation de la résistance d'une mince couche de semiconducteur sous l'action d'un champ électrique transversal.

Les éléments à effet de champ se distinguent par la nature du semiconducteur, sa forme et le procédé d'application du champ électrique ; leur intérêt réside dans les propriétés suivantes :

— grande impédance d'entrée, de l'ordre du MΩ à 10^7 MΩ ;

— variation du courant avec la température en sens inverse de celle des transistors (ce qui peut permettre des compensations) ;

— possibilités d'utilisation en transducteur : ils transforment en variation de courant, puis de tension, certaines grandeurs physiques ; ils sont sensibles à la lumière, aux contraintes mécaniques, au champ magnétique ;

— amplification, oscillation.

Les deux types essentiels de transistors à effet de champ sont :

— **le T. E. C.** (transistor à effet de champ) ou F. E. T. (field effect transistor). La grille et le canal (*N* ou *P*) forment une jonction *PN*. Le seul sens possible de la polarisation est celui de la tension *inverse* de cette jonction : le courant entre la *source* (émetteur) et le *drain* (collecteur) est donc plus petit qu'en l'absence de polarisation.

— **le M. O. S. T.** (metal oxyde silicon transistor).

La grille est *isolée* du semiconducteur par une très mince couche d'isolant (SiO_2). Un transistor M. O. S. peut donc fonctionner avec une tension grille-source positive, nulle ou négative ; en outre, sa résistance d'entrée est supérieure à celle d'un T. E. C.

Le tecnetron (§ 3) et le statistor (§ 4) sont des exemples respectivement de T. E. C. et de M. O. S. T. fabriqués en France.

2. — MÉCANISME DE L'EFFET DE CHAMP

a) Variation de la section conductrice (canal) avec le champ électrique transversal.

Nous considérerons un semiconducteur *N* (changer les signes des charges pour un type P). On trouve, de l'extérieur vers l'intérieur, trois régions électriquement très différentes (fig. 9) :

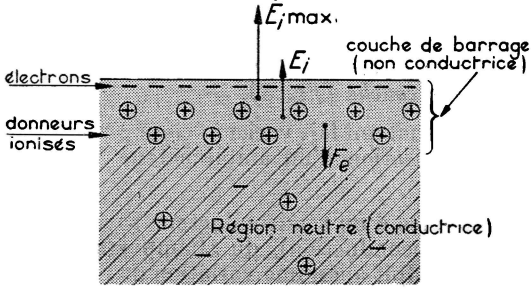


Fig. 9. — Semiconducteur N.

***F*e, force sur un électron *E*i, champ électrique d'origine interne.**

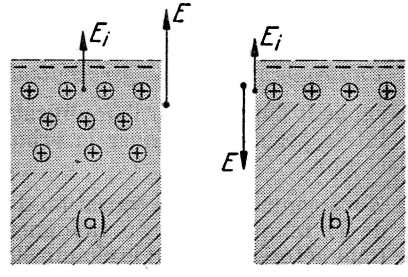


Fig. 10. — Semiconducteur N soumis à un champ électrique *E* d'origine externe.

Seul le cas (*a*) — dilatation de la couche de barrage — est intéressant en pratique.

— **la surface,** chargée négativement par de nombreux électrons fixés aux atomes superficiels (et qui, n'étant pas entourés de toutes parts par d'autres atomes, ont des valences non satisfaites) ;

— **la région de charge spatiale positive,** qui doit sa charge aux donneurs abandonnés par les électrons fixés par la surface ;

— **la région neutre,** qui est le semiconducteur *N* habituel, avec des donneurs ionisés, autant (pratiquement) d'électrons libres et beaucoup moins de trous (porteurs minoritaires). Bien entendu, il y a passage progressif de la région de charge d'espace à la région neutre.

Seule, la région neutre est conductrice. La surface et la région positive, dépourvues de porteurs libres, sont isolantes ; les porteurs provenant de la région neutre et qui tentent de pénétrer dans la zone de charge d'espace sont refoulés par le champ électrique, d'origine interne E_i dû à la double couche électrique. **La surface et la région positive constituent donc une couche de barrage ou barrière de potentiel.**

Le champ électrique interne est perpendiculaire à la surface du semiconducteur ; si on lui superpose un champ d'origine externe E, l'épaisseur de la couche de barrage :

— augmente si E est de même sens que E_i (fig. 10 *a*) ;

— diminue si E est de sens opposé à E_i (fig. 10 *b*).

La section de la région conductrice varie donc avec le champ appliqué, d'où la variation de la résistance du semiconducteur (le courant est parallèle à la surface).

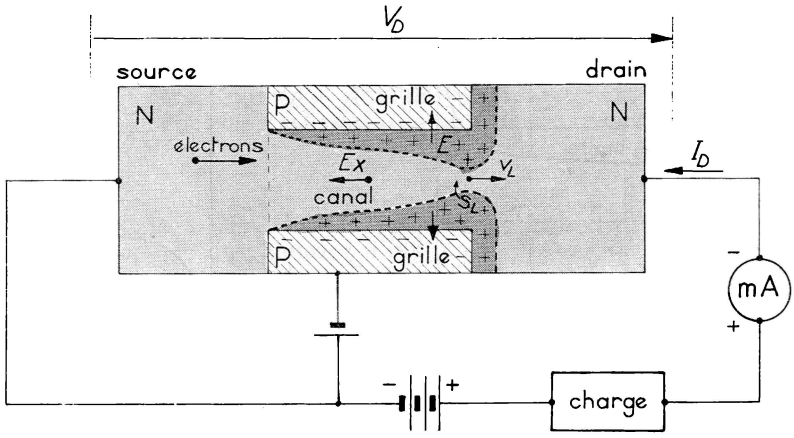


FIG. 11. — **Principe des transistors à effet de champ (T. E. C.).**

La *source* émet les porteurs : le drain reçoit ceux que laisse passer la *grille* à travers la section minimale S_L de la région conductrice du canal. Dans le cas du T. E. C., grille et canal forment une jonction PN. Pour un T. E. C. à canal *N*, la charge d'espace positive est située dans le canal, qu'elle ferme plus ou moins suivant la tension *inverse* appliquée à la jonction de commande.

E: champ de la jonction grille-canal; E_x*:* champ longitudinal, dû à V_D.

En raison de la chute de tension dans le canal, entre drain et source, la tension inverse appliquée à la jonction de commande *augmente* vers la droite ; il en est de même de la région de *charge d'espace,* non conductrice.

b) Saturation de la mobilité des porteurs pour un champ électrique très élevé.

La théorie « géométrique » (ou « résistive ») précédente s'est avérée insuffisante pour le calcul de certains dispositifs (alcatron au germanium, périmé, mais qui a fourni d'intéressants renseignements). Cette théorie est fondée sur la constance de la mobilité $\mu_N = \frac{v}{E_x}$: v vitesse des électrons dans le canal (matériau de type N) ; E_x : champ produit par la tension entre source et drain (fig. 11), que nous appellerons champ *longitudinal*, par opposition à E, champ *transversal* qui contribue à la saturation et qui sert à la modulation (commande).

De nouvelles recherches (1) ont montré au contraire qu'aux champs E_x élevés la vitesse v ne reste pas proportionnelle à E_x, mais tend vers une limite (saturation), et il en est de même du courant (Note p. 37) : $I = s_L\, n\, e\, v_L$ (fig. 12 et 13). n : densité des électrons, pratiquement constante même dans le canal ; e : charge de l'électron ; s_L : section minimale du canal située à l'extrémité de la grille ; v_L : vitesse limite des électrons.

Il semble donc que le phénomène physique fondamental provoquant la saturation du courant soit la saturation de la vitesse des porteurs c'est-à-dire la diminution de leur mobilité aux champs très élevés ; on ne va pas jusqu'à la fermeture complète du canal conducteur, mais la diminution de sa section aide à obtenir le champ critique (au-dessus duquel $v = v_L$*).*

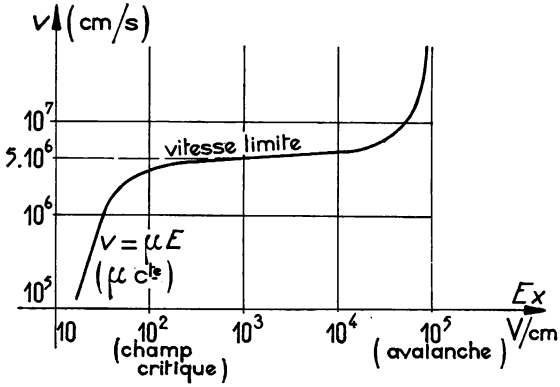


FIG. 12. — **La mobilité μ n'est constante qu'aux champs faibles.**

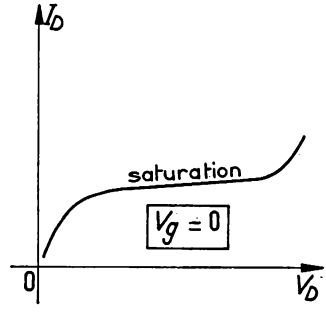


FIG. 13. — **La saturation de la vitesse des porteurs entraîne la saturation du courant et des caractéristiques du type « pentode ».**

(1) Article de MM. J. Grosvalet, C. Motsch et R. Tribes, Departement « Recherches Physico-Chimiques de la Compagnie générale de télégraphie Sans Fil (C. S. F.).

3. — PRINCIPE DU TECNETRON (1958)

Au lieu d'utiliser une configuration laminaire (fig. 14), il utilise une configuration cylindrique (fig. 15). Le canal conducteur n'est plus réduit à un plan, mais à un axe dans le cas d'une striction complète, obtenue en outre avec une tension plus faible.

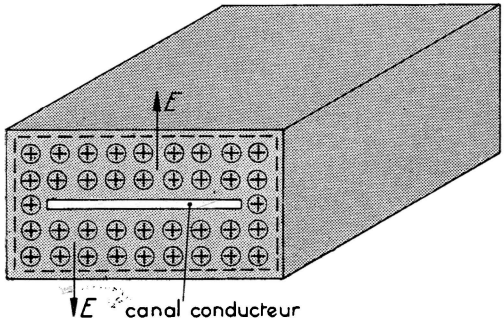


FIG. 14. — **Configuration laminaire.**

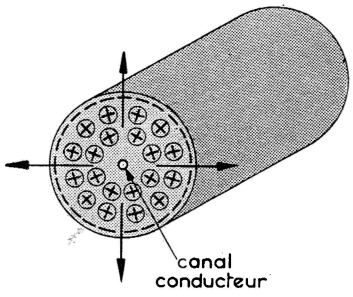


FIG. 15. — **Configuration cylindrique (tecnetron), permettant de tirer le maximum de l'effet de champ.**

Un tecnetron comporte (fig. 16) un petit bâtonnet de semiconducteur (germanium N), dont les extrémités portent deux contacts ohmiques : l'anode et la cathode.

Dans un évidement créé sur le cylindre initial est déposé un anneau d'indium formant contact redresseur avec le germanium N ; cet anneau est appelé goulot ou grille.

En appliquant une tension inverse au contact grille-canal, on soumet le germanium à un champ électrique avec comme seule dépense celle d'un faible courant inverse.

Ce courant commande le courant d'anode, beaucoup plus grand, en fermant plus ou moins le canal conducteur, d'où amplification en puissance et en tension.

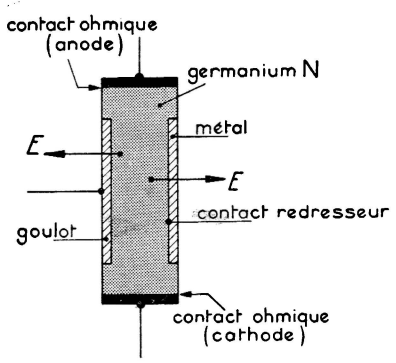


FIG. 16. — **Coupe d'un tecnetron.**

Le montage en amplificateur est analogue à celui de la triode classique (fig. 17) ; mais le réseau *Ia-Va*, avec *Vg* en paramètre est analogue à celui d'une *pentode*, la partie rectiligne de la caractéristique étant atteinte pour $Va \sim 20$ volts.

La résistance d'entrée est élevée : à 1,5 à 15 MΩ suivant la température (fig. 18).

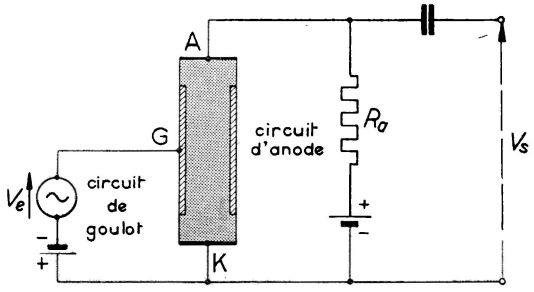


FIG. 17. — **Tecnetron : montage amplificateur.** Les polarisations sont de mêmes signes que pour une triode à vide (dans le cas d'un canal N).

La fréquence atteint 300 MHz. Des recherches se poursuivent sur des types plus évolués : tecnetrons tétrode et pentode ; substitution d'un cylindre creux au bâtonnet...

Il est essentiel de noter que les dispositifs à effet de champ se couplent en parallèle sans aucun appariement ; *on peut donc constituer un tecnetron de puissance par de nombreux bâtonnets à embase commune (ce qui augmente aussi la pente).*

Les tecnetrons sont utilisés dans les techniques des courants faibles (télécommunications : amplificateurs, oscillateurs, adaptateurs d'impédances...) et dans les techniques des courants forts (redressement commandé, limiteur-disjoncteur à courant continu ou alternatif...).

D'autres modèles de tecnetrons présentent des caractéristiques appropriées à la commutation rapide.

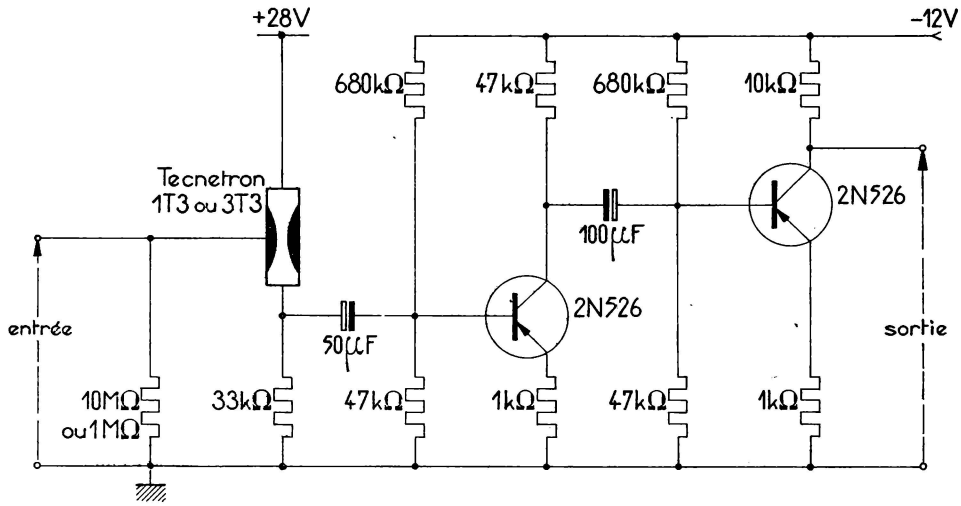


FIG. 18. — **Préamplificateur à tecnetron à très grande impédance d'entrée.**

4. — STATISTOR (1)

a) Structure.

C'est un amplificateur à effet de champ dans lequel les porteurs majoritaires vont de la source *(électrode d'entrée) jusqu'au* drain *(électrode de sortie), en traversant un canal modulé par le potentiel d'une grille* isolée.

Dans sa réalisation actuelle, le canal est du silicium N : les porteurs sont les électrons et le drain est positif par rapport à la source (fig. 19) comme l'anode d'un tube électronique par rapport à la cathode.

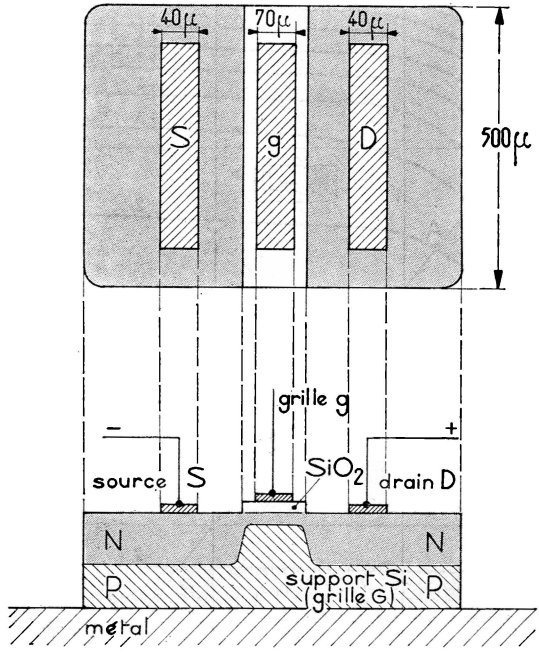


FIG. 19. — **Statistor.**

La grille n'est pas une jonction PN polarisée en inverse ; c'est un film métallique exerçant à travers une mince couche d'isolant ($Si\,O_2$) une action complexe :

— variation du nombre de charges au voisinage de la surface ;

— modification de la forme du canal conducteur ;

— modification de la répartition du champ électrique longitudinal E_x.

b) Technologie.

On obtient le statistor à partir d'un support de silicium P d'assez haute résistivité (30 à 50 Ω cm) :

(1) Documentation due à l'amabilité de MM. Motsch et Jund, Département « Recherches Physico-Chimiques » de la C. S. F.

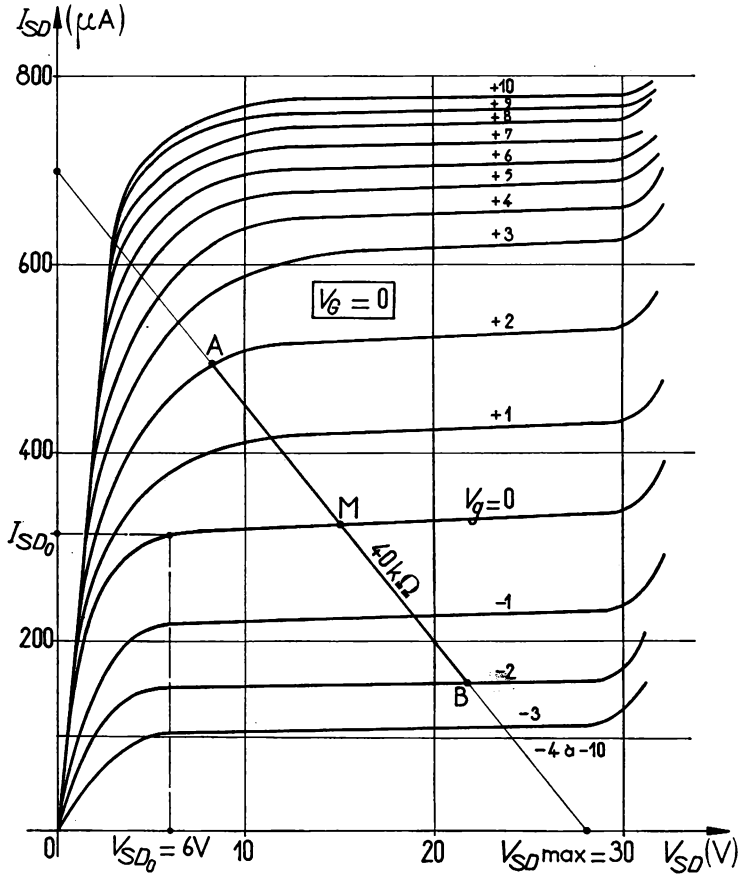


FIG. 20. — **Caractéristiques de sortie d'un statistor.**

Origine des potentiels : la source S.
Possibilité de commande par une tension V_g positive ou négative.
Pour la droite de charge représentée, la tension d'alimentation est V_{SD} = 28 volts (exercices 1 et 2 en fin de chapitre).

— on produit sur la surface un film d'oxyde $S_i O_2$ d'épaisseur $< 0{,}3$ μ environ, que l'on supprime ensuite sauf à l'emplacement de la grille ;

— une diffusion d'atomes donneurs (phosphore, par P_2O_5) donne la couche N, plus mince sous la grille servant de masque (canal de moins de 1 micron d'épaisseur) ;

— on obtient les contacts source, drain et grille par évaporation d'aluminium ;

— le support de silicium P est soudé au boîtier d'encapsulation. Il constitue une seconde grille notée G (*grande* grille), permettant d'ajuster le courant du statistor, et qui doit être soit réunie à la source, soit polarisée négativement par rapport à celle-ci.

c) Caractéristiques typiques.

— *S*, source (cathode) ; *D*, drain (anode) ; *g*, grille ; *G*, support P.

— Courant de saturation, pour $V_{GS} = 0$: $I_{SD0} = 300$ μA.

Tension de coude : $V_{SD0} = 6$ volts.

Pente : s ou $gm = \dfrac{\Delta I_{SD}}{\Delta V_G} = 100$ μ mhos.

$C_{GS} < 10$ pF.

$R_{GS} > 10^{12}$ Ω ; c'est la résistance d'entrée qui atteint pour certaines unités 10^{14} ohms : elle est donc comparable à celle des tubes électromètres.

— Limites d'utilisation :

$V_{SD\ max}$: + 30 volts ; BV_{GS0} : + 10 volts : BV_{GS0} ; — 5 volts.

— Les caractéristiques de sortie (fig. 20) ont la forme des caractéristiques d'une pentode (à vide) ; elles sont donc très favorables pour l'amplification. Notons en outre la possibilité de commande avec Vg des deux signes, ce qui est impossible avec les tubes à vide et les transistors.

d) Applications du statistor.

Celles des éléments à effet de champ (amplification, oscillation...) avec, en outre, en raison de sa résistance d'entrée très élevée :

— remplacement des tubes électromètres ;

— mesure des charges électrostatiques ; détermination de leur signe (approcher le corps chargé, ne pas toucher la grille) ;

— adaptation d'impédance entre les systèmes à haute impédance de sortie et les transistors.

Notons que le schéma équivalent à générateur de courant est le même que pour la pentode (fig. 21).

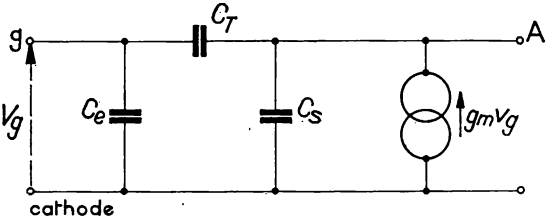


FIG. 21. — **Statistor : schéma équivalent pour l'alternatif.**

C. — Transistor unijonction

1. — STRUCTURE

Le schéma de principe est celui de la figure 22 ; on peut considérer qu'il s'agit d'une diode portant deux contacts B_1 et B_2 sur la base type N ; B_1 est en point commun et B_2 polarisé positivement ($+ V_{BB}$).

L'émetteur E est de type P.

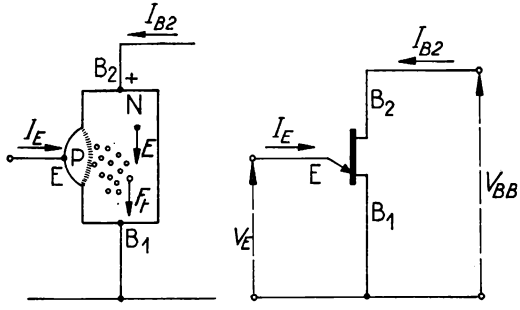


FIG. 22. — **Transistor unijonction.**

Lorsque la tension V_E, croissante, atteint V_P (fig. 23), l'unijonction s'amorce. La *tension de pic* (tension d'amorçage) est le paramètre le plus important.

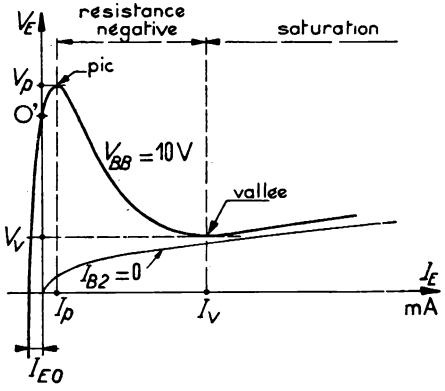


FIG. 23. — **Transistor unijonction : caractéristique statique d'émetteur** (à tension d'alimentation V_{BB} constante).

V_p, tension de pic ; V_v, tension de vallée.

A circuit B_2 ouvert ($I_{B_2} = 0$) : caractéristique de la diode EB_1.

2. — FONCTIONNEMENT

Lorsque l'émetteur E est directement relié à B_1, il est polarisé négativement, car le potentiel s'élève progressivement de 0 à $+ V_{BB}$ dans la base ; le courant inverse d'émetteur I_{EO} est très petit (quelques μA).

Si on élève la tension d'émetteur, on parcourt la caractéristique inverse de la jonction émetteur-base et on annule le courant d'émetteur (point 0', figure 23).

A partir de ce point, le courant direct I_E prend naissance ; la tension V_E passe par un maximum V_p appelé **pic**, puis par un minimum V_v **(tension émetteur de vallée) ; entre ces deux tensions, la caractéristique V_E (I_E) présente donc une zone de résistance négative, le courant I_E n'étant limité que par le circuit extérieur qui peut ainsi recevoir des impulsions de courant.**

Au-delà de la tension de pic, le courant d'émetteur croît donc très rapidement : le circuit devra être prévu de façon à ne pas dépasser l'intensité maximale admissible, ni la puissance maximale admissible si le transistor doit rester dans l'état de conduction.

Pour expliquer le fonctionnement du transistor unijonction, on peut le considérer comme l'association d'une diode D (émetteur-base) et d'un diviseur de tension (résistance interbases : $R_{B_1} + R_{B_2}$; fig. 24).

A circuit d'émetteur ouvert :

$$V_A = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{BB} = \eta V_{BB}.$$

Il en est encore ainsi tant que l'unijonction reste bloqué, c'est-à-dire pour les tensions d'émetteur :

$$V_E < V_\gamma + V_D,$$

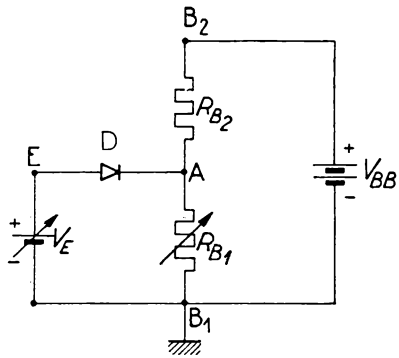


FIG. 24.

V_D : tension de seuil de la jonction.

Lorsque V_E dépasse $V_A + V_D$, la diode D est sous polarisation directe et injecte des trous dans la base (fig. 22) ; *ces trous sont accélérés vers* B_1 *par le champ électrique E dû à la tension* V_{BB}, d'où diminution de R_{B_1} et de V_A, produisant ainsi l'effet de résistance négative (— 1 à — 2 kΩ).

3. — CARACTÉRISTIQUES

Pour chaque unijonction, la tension de pic V_P est donnée par la relation :

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D.$$

La constante η est appelée *rapport intrinsèque* et ses valeurs s'échelonnent de 0,45 à 0,75 suivant les types d'unijonction ; η dépend extrêmement peu de la température $\left(\frac{d\eta}{dt} < 10^{-4}\right)$.

V_D diminue lorsque la température s'élève et la résistance entre bases augmente, mais il est possible de stabiliser le point d'amorçage en plaçant une résistance en série dans la base 2. Pour les courants supérieurs à I_v (courant de vallée), le transistor unijonction présente une faible résistance positive ($\leqslant 10$ Ω).

Tous les paramètres ont une grande stabilité dans un large intervalle de température (— 65° C à + 140° C).

La figure 25 montre que I_{B2} croît avec I_E et n'est pas négligeable dans le courant de sortie (I_{B1}). Sur la figure 26 *a* on voit comment la tension de sortie V_{OB1} sur une résistance R entre base B_1 et masse augmente avec R et V_{BB} ; dans les applications, on ajustera donc V_{OB1} à l'aide de R ou de V_{BB}.

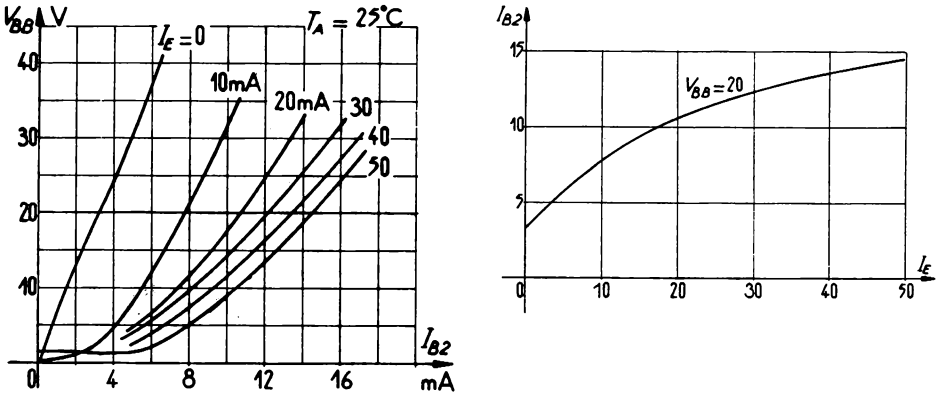


FIG. 25. — **Caractéristiques statiques interbase.**

A droite, caractéristique I_{B2} (I_E) déduite du réseau de gauche. I_{B2} augmente avec I_E.

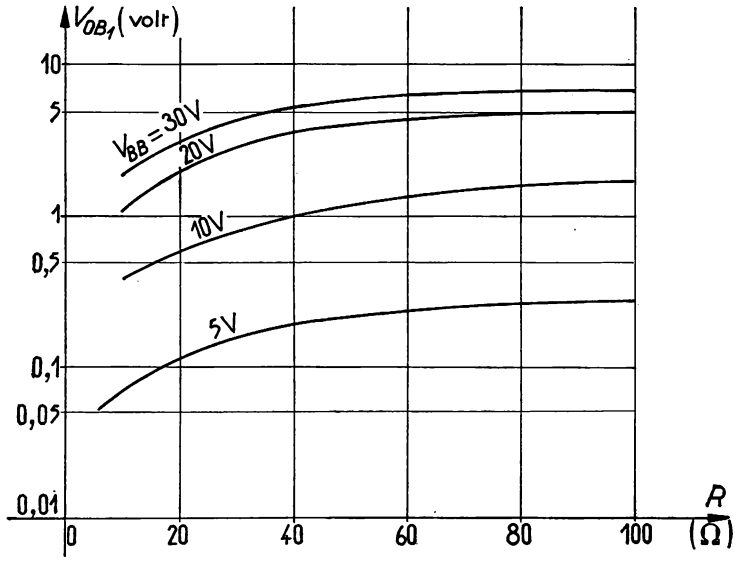


FIG. 26 *a*.

4. — PRODUCTION D'IMPULSIONS DE COURANT, DE TENSION

Nous venons de constater que les propriétés du transistor unijonction sont très différentes de celle du transistor à jonctions ; ses caractéristiques le désignent pour des opérations de commutation et de déclenchement :

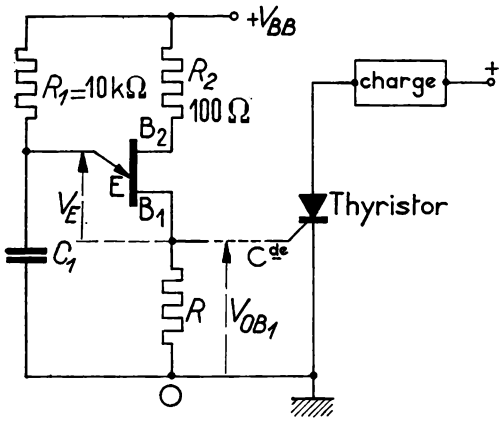


FIG. 26 *b*. — **Commande d'un thyristor par un transistor unijonction.**
La tension entre B_2 et B_1 n'est évidemment V_{BB} qu'avant l'amorçage.

— production d'impulsions (oscillateurs à relaxation, circuits bistables...) ;

— amorçage des thyristors ; dans ce cas, le courant d'émetteur est produit par la décharge d'un condensateur (fig. 26 *b*).

C_1 se charge à travers R_1 et V_E croît ; lorsque V_E atteint la tension de pic (revoir fig. 23), le courant $I_{B_1} = I_E + I_{B_2}$ croît très rapidement. Mais C_1 se décharge (I_E) : on obtient donc une impulsion permettant d'amorcer un thyristor.

On règle l'intensité de cette impulsion par V_{BB}, R, C_1 et sa fréquence par la constante de temps R_1C_1.

On voit que la tension « pic » est la caractéristique d'entrée essentielle : c'est elle qui fixe le niveau de déclenchement des circuits bistables et qui intervient pour le calcul des circuits dans les oscillateurs à relaxation.

D. — Diode tunnel

La diode tunnel a été découverte en 1953, par le Japonais Esaki.

C'est une diode à semiconducteur (germanium, silicium, arséniure de gallium) qui utilise l'effet tunnel pour obtenir deux propriétés que ne possèdent pas les diodes ordinaires :

— résistance dynamique négative dans une région de la caractéristique directe ;

— fonctionnement à des fréquences très élevées (jusqu'à des dizaines de GHz).

Les applications se développent rapidement.

I. — CONSTITUTION ET CARACTÉRISTIQUE COURANT-TENSION

Les semiconducteurs P et N constituant les diodes ordinaires contiennent 10^{14} à 10^{15} atomes d'impureté par centimètre cube, soit environ un atome donneur ou accepteur pour 10^8 atomes du cristal.

Une diode tunnel est une diode à jonction PN dans laquelle la concentration en impureté est de l'ordre de 10^{20} atomes par centimètre cube, c'est-à-dire 10^5 à 10^6 fois plus grande que dans une diode ordinaire.

Les mesures montrent que :

— Le courant inverse croît rapidement ; la diode ne supporte plus de tension inverse élevée ; la caractéristique inverse n'a plus la forme coudée correspondant au claquage de la jonction (fig. 27).

— Le courant direct croît rapidement aux très petites tensions directes ($< 0{,}1$ V), mais passe par un maximum **(courant de « pic »)**, puis par un minimum **(courant de « vallée »)** correspondant à une tension de 0,3 à 0,4 V ; pour des tensions supérieures à quelques dixièmes de volt, la forme de la caractéristique est celle d'une diode ordinaire.

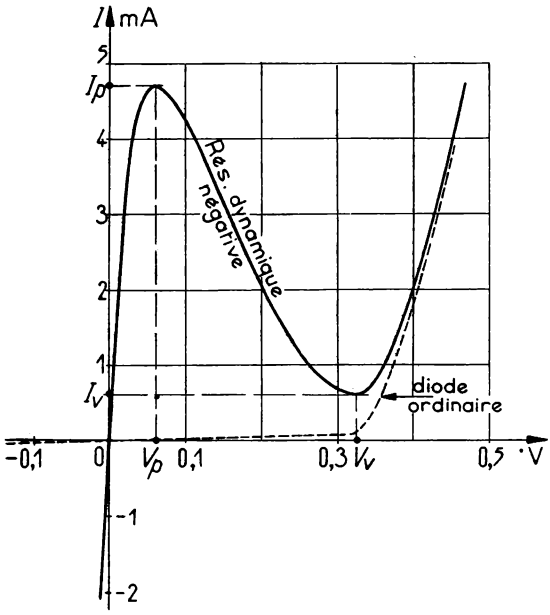


FIG. 27. — **Caractéristique d'une diode tunnel.**
En pointillé, pour comparaison, l'allure de la caractéristique d'une diode ordinaire au silicium.

Entre la tension de « pic » et la tension de « vallée », la pente de la caractéristique est négative : la résistance dynamique est donc négative.

Le fait que le courant augmente lorsque la tension diminue permet, lorsque cette diode est en série avec un circuit oscillant, de fournir de l'énergie à ce circuit, donc d'entretenir des oscillations.

2. — INTERPRÉTATION PHYSIQUE DU FONCTIONNEMENT EN RÉSISTANCE NÉGATIVE : EFFET TUNNEL

Nous avons vu que l'épaisseur de la barrière de potentiel d'une jonction (épaisseur de la charge d'espace) est de l'ordre du micron dans les diodes ordinaires ; on sait aussi que cette épaisseur diminue lorsque la concentration en impureté augmente puisqu'une même charge spatiale peut alors être obtenue dans un volume plus petit.

Pour une diode tunnel, de concentration 10^5 à 10^6 fois plus grande en impuretés qu'une diode ordinaire, la barrière de potentiel a une épaisseur extrêmement faible, de l'ordre de 0,01 micron.

La théorie permet de prévoir et l'expérience confirme que des électrons du semiconducteur N traversent une barrière aussi mince, sans posséder l'énergie eV qui serait indispensable pour la franchir si elle était plus épaisse (V : hauteur en volt de la barrière de potentiel) ; en outre, cette traversée est quasi instantanée.

Ce phénomène est appelé *effet tunnel* ; le vocabulaire électrotechnique (groupe 07) en donne la définition suivante :

Effet tunnel. *Traversée d'une colline de potentiel par une particule en dessous de la crête, qui serait impossible d'après la mécanique classique, mais dont la probabilité n'est pas nulle d'après la mécanique ondulatoire, si l'épaisseur de la colline est assez faible.*

Au-dessous des tensions correspondant à la conduction normale par abaissement de la barrière de potentiel, le courant d'une diode tunnel est dû à l'effet tunnel.

Mais, bien que l'effet tunnel soit permis par l'épaisseur de la barrière, les électrons ne la traversent que si la région P leur offre des niveaux d'énergie voisins de ceux qu'ils occupent dans la région N. Or la théorie montre qu'au-dessus d'une certaine tension directe le nombre de ces niveaux diminue (1) dans la région P, lorsqu'on augmente la tension, de sorte qu'**il passe moins d'électrons par effet tunnel** : le courant diminue, bien que la tension augmente.

Ensuite, le courant recommence à croître, après la vallée, grâce au mécanisme normal de franchissement de la barrière, comme dans une diode ordinaire.

3. — SCHÉMA ÉQUIVALENT (Fig. 28)

L'inductance L_s est due surtout aux connexions, C surtout à la jonction, R_s à la résistance du matériau semiconducteur.

C et g dépendent du point de fonctionnement ; — $|g|$ est indépendante de la fréquence.

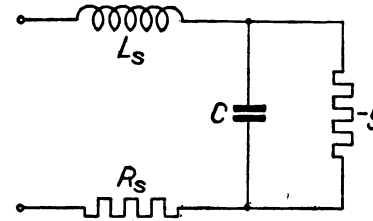


FIG. 28. — **Diode tunnel : schéma équivalent dans la région de conductance négative.**

4. — EXEMPLE DE CARACTÉRISTIQUES

Donnons les caractéristiques (provisoires) d'un type fabriqué en France : diode tunnel hyperfréquences au germanium type SFD 481 (COSEM) pour une température de boîtier $t_{case} = 25°$ C :

Limites absolues d'utilisation : courant direct continu : 6 mA ; courant inverse continu : — 20 mA ; température de stockage : — 55 à + 70° C.

Caractéristiques statiques : moyennes
Courant de pic : 2 mA.
Rapport de dénivellation (I_P/I_V) : 12.
Tension de pic : 70 mV.
Tension de vallée : 350 mV.
Tension inverse à — 20 mA : — 50 mV.

Caractéristiques dynamiques moyennes (petits signaux)
Inductance série totale : $L_s = 0{,}5$ nH.
Capacité de boîtier : 0,25 pF.
Conductance négative maximale : — 20 mA/V.
Capacité intrinsèque : C = 0,5 pF.
Fréquence maximale d'oscillation : 5 à 30 GHz suivant le type.

(1) Voir lecture, chap. I : La bande interdite du semiconducteur P correspond de plus en plus aux niveaux occupés du semiconducteur N, en raison du décalage progressif dû à l'accroissement de la tension appliquée.

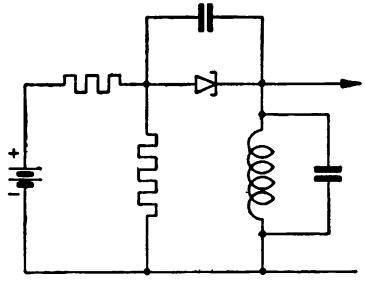


FIG. 29. — **Oscillateur sinusoïdal à diode tunnel.**

5. — APPLICATIONS

Les diodes tunnels sont utilisées en amplification, oscillation (fig. 29) et communication VHF et UHF, mais on a tendance à les utiliser à toutes les fréquences, même basses, en raison de leurs avantages : caractéristiques stables, faible sensibilité à la température, faible tension d'alimentation, faible bruit.

En outre, si l'on applique à une diode tunnel une tension alternative ne dépassant pas V_v, *le courant inverse est beaucoup plus grand que le courant direct* : il y a redressement, mais avec des courants inversés par rapport à ceux d'une diode ordinaire ; ces diodes « inversées » (backward diodes) sont utilisées à cause de leur très faible chute.

E. — Diode à capacité variable

1. — SCHÉMA ÉQUIVALENT A UNE JONCTION SOUS TENSION INVERSE

Nous avons vu qu'une jonction possède une capacité qui dépend du sens et de la valeur de la tension appliquée. Pour utiliser une jonction en capacité, il est nécessaire de lui appliquer plusieurs volts ou dizaines de volts : il faut donc l'utiliser sous polarisation inverse.

L'existence de pertes conduit à adopter pour schéma équivalent une capacité sans perte C et une résistance en série R_s (fig. 30).

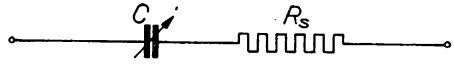


FIG. 30 — **Diode à capacité variable ou varicap : schéma équivalent.**

C'est de l'ordre de quelques dizaines de picofarads et R_s de quelques ohms $\left(\text{ce schéma série néglige l'inductance, très faible et la résistance parallèle} \geqslant \frac{1}{C\omega}\right)$.

2. — TECHNOLOGIE ET PROPRIÉTÉS

a) Les diodes à capacité variable sont des diodes à jonction.

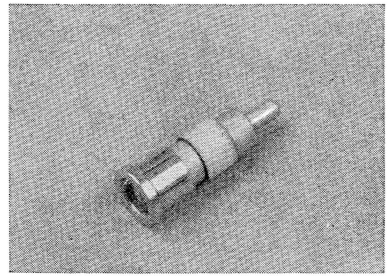
Toutes les techniques peuvent être utilisées : alliage, diffusion, épitaxie.

On utilise actuellement le silicium, de sorte que leur tenue en température (— 65° C à + 150° C) est meilleure que celle des condensateurs classiques.

Elles présentent comme autres avantages: faible encombrement (longueur $\sim$ 7 mm; diamètre $\sim$ 2,5 mm) ; fonctionnement à fréquence élevée (jusqu'à 100 MHz) ; réponse rapide ; résistance aux chocs et aux vibrations.

b) La capacité est inversement proportionnelle à la racine carrée de la tension de polarisation.

La tension alternative appliquée fait varier la tension totale de part et d'autre d'une tension de polarisation inverse V qui définit le point de repos (ou point de fonctionnement statique) ; V doit être choisie pour que l'excursion de tension reste comprise entre la tension maximale d'utilisation et zéro.



Varactor

La capacité C de la diode est fonction de V et on a pratiquement (fig. 31) :

$$C = \frac{k}{\sqrt{|V|}}.$$

k : constante proportionnelle à la constante diélectrique du matériau et dépendant du type de varactor.

On a par exemple (type THP 912) : $C = 30$ pF pour $V = -4$ V ; on en déduit :

$$k = C\sqrt{|V|} = 30\sqrt{4} = 60 \text{ pF } V^{\frac{1}{2}}.$$

Lorsqu'on fait varier V de -1 V à $+20$ V (tension maximale d'utilisation), C varie de 60 pF à $\frac{60}{\sqrt{20}} = 13{,}5$ pF.

Une variation relative $\frac{\Delta V}{V}$ de tension produit la variation relative de la capacité:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{1}{2}\left|\frac{\Delta V}{V}\right|.$$

A 50 MHz, le coefficient de surtension $Q = \frac{1}{R_s C \omega}$ est de plusieurs dizaines.

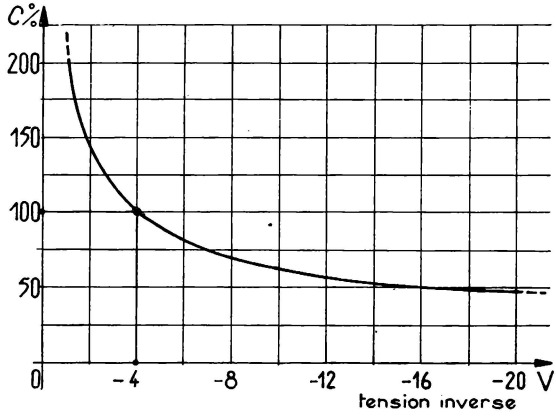


FIG. 31. — **Variation de la capacité en fonction de la tension inverse appliquée** (C est mesurée en % de sa valeur à -4 V).

3. — EXEMPLE ET DONNÉES NUMÉRIQUES

On a pour la varactor ci-dessus :

Capacité nominale à — 4 V et 50 MHz : 30 pF ;

Plage de variation entre — 1 V et — 20 V : 13,5 — 60 pF ;

Coefficient de surtension (— 4 V ; 50 MHz) : 50 ;

Tension maximale d'utilisation : 20 V ;

Courant inverse (mesuré à — 22 V) : 1 μA ;

Résistance série équivalente (— 4 V ; 50 MHz) : 2 Ω.

Vérifions l'ordre de grandeur du coefficient de surtension à 50 MHz :

$$Q = \frac{I}{C\omega} : R_s I = \frac{1}{R_s C\omega} = \frac{1}{2 \times 30 \times 10^{-12} \times 2\pi \times 50 \times 10^6}.$$

$$Q = \frac{0{,}159 \times 10^{12-6}}{3\,000} = \frac{159}{3} = 53.$$

La figure 32 montre la variation de Q en fonction de la fréquence (base 100 à 10 MHz). Pour la THP 912 on aurait à 20 MHz d'après la courbe :

$$Q = 53 \times \frac{69}{38} = 96.$$

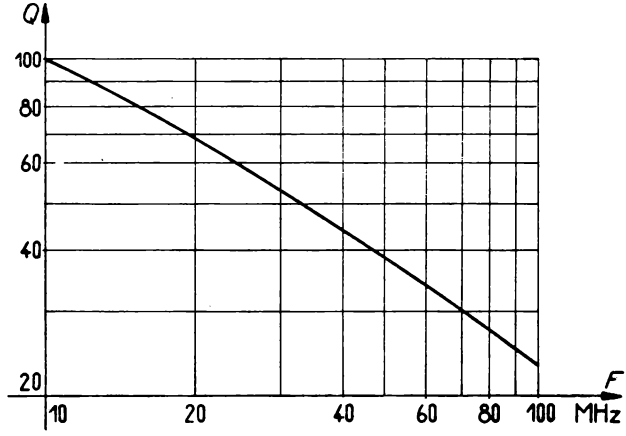


FIG. 32. — **Variation du coefficient de surtension en fonction de la fréquence.**

4. — APPLICATIONS DES DIODES A CAPACITÉ VARIABLE

Elles sont utilisées dans les systèmes de modulation et de contrôle automatique de fréquence, les amplificateurs capacitifs, les circuits de commutation, les circuits d'accord.

F. — Thyristor (thyratron au silicium)

1. — DIODE PNPN

Nous la considérons à titre d'introduction pour l'étude du thyristor.

On l'obtient en supprimant l'électrode de commande du thyristor ou en la reliant à la cathode.

a) Constitution de la diode PNPN ou diode à quatre couches.

Une diode PNPN comporte quatre couches de semiconducteur disposées en série et alternativement de types P et N. Les deux couches extrêmes constituent l'anode (type P) et la cathode (type N) : figure 33.

Un courant circulant de l'anode vers la cathode traverse successivement trois jonctions : jonction d'anode J_A, jonction de commande J_C et jonction de cathode J_K.

J_A et J_K constituent deux diodes de même sens passant en opposition avec la diode J_C.

Pour obtenir un tel semiconducteur, généralement au silicium, on peut préparer un système PNP par alliage, comme un transistor à jonctions, puis produire par diffusion une couche N sur l'une des faces P.

Mais on peut aussi obtenir les trois jonctions par des diffusions successives ou les deux premières jonctions par diffusion et la dernière par alliage.

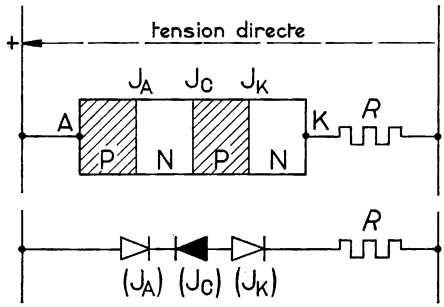


FIG. 33.

Diode PNPN sous tension directe.

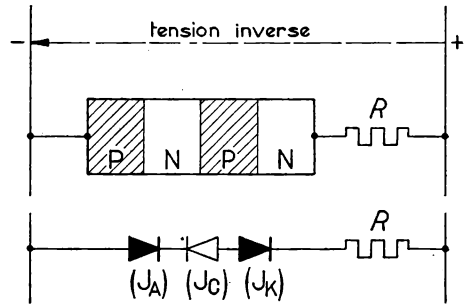


FIG. 34.

Diode PNPN sous tension inverse.

En noir, les diodes supportant une tension inverse.

b) Action d'une faible tension, directe ou inverse.

Une tension directe (fig. 33) pour la diode PNPN est :

— directe pour les jonctions extrêmes J_A et J_K ;

— inverse pour la jonction de commande J_C.

La jonction J_C bloque donc le circuit qui n'est traversé que par le courant inverse, très faible, de cette jonction.

De façon analogue, une tension inverse (fig. 34) pour la diode PNPN est directe pour J_C mais inverse J_A et J_K qui, ne se laissant traverser que par leur courant inverse, bloquent le circuit.

Les caractéristiques I (V) correspondantes sont analogues à la caractéristique inverse d'une diode ordinaire au silicium.

c) **Comparaison avec la diode à gaz (phanotron).**

Lorsqu'on augmente la tension directe (fig. 35), la jonction J_C « claque » (phénomène d'avalanche) pour une certaine tension dite **tension critique** V_{BO} ; on constate que la tension aux bornes de la diode PNPN s'abaisse à 1 V environ et **le courant n'est alors limité que par la résistance du circuit extérieur.**

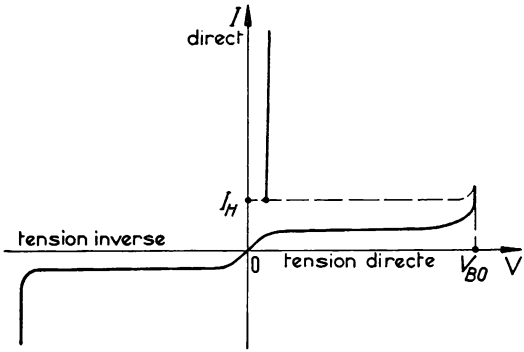


FIG. 35. — **Diode PNPN : caractéristiques directe et inverse.**

V_{BO} est couramment de l'ordre de 200 à 400 V.

Un claquage se produit aussi (fig. 35) sous l'action d'une tension inverse, mais de valeur très supérieure à V_{BO}, et la tension aux bornes ne s'effondre pas (comparer à la tension de Zéner) ; le passage d'un courant inverse élevé, sous cette tension élevée, produirait une puissance thermique excessive et la diode serait détruite. On voit donc que, si l'on applique une tension alternative $v = V_m \sin \omega t$ d'amplitude V_m (inférieure à la tension inverse de crête maximale), la diode donnera les phénomènes déjà rencontrés pour le phanotron :

— si $V_m < V_{BO}$ (fig. 36 *a*) : pas de conduction ; le circuit n'est parcouru que par un courant de fuite négligeable, et la diode supporte toute la tension directe et inverse.

— Si $V_m > V_{BO}$ (fig. 36 *b*) : conduction dès que la tension instantanée v atteint la tension critique V_{BO}, c'est-à-dire pour l'angle $\omega t = \theta$ tel que

$$V_m \sin \omega t = V_{BO}, \quad \text{soit} \quad \sin \theta = \frac{V_{BO}}{V_m}.$$

La conduction dure jusqu'à ce que la tension aux bornes s'annule, de sorte qu'on obtient les mêmes formes de courant qu'avec un phanotron, mais avec une tension d'amorçage bien plus grande (1).

En réalité, la conduction cesse lorsque le courant s'abaisse au-dessous d'une valeur critique dit *courant d'entretien* I_H (*holding current*).

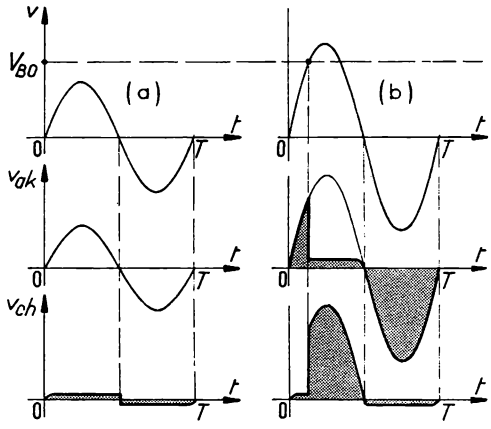


FIG. 36. — **Diode PNPN : tension d'alimentation alternative.**

a, $V_m < V_{BO}$; *b*, $V_m > V_{BO}$; v_{ak}, tension aux bornes de la diode ; v_{ch}, tension aux bornes de la charge R en série avec la diode.

(1) Plus précisément, la diode PNPN est l'équivalent d'un thyratron à gaz dont la grille serait portée à un potentiel négatif fixe.

I_H est de l'ordre de 10 à 20 mA pour des diodes PNPN de courant direct moyen maximale de 50 à 100 A.

2. — THYRISTOR : PRINCIPE

a) Constitution.

Le thyristor dérive de la diode PNPN par l'adjonction d'une électrode de commande.

L'électrode de commande est reliée à la couche P *située contre la couche de cathode* (fig. 37 : G) : *la commande s'effectue par un courant direct à travers la jonction de cathode* J_K. *Si la tension d'anode est positive, le courant de commande rend le thyristor conducteur ; ensuite, l'électrode de commande ne peut bloquer le courant : pour retrouver l'état bloqué, il faut supprimer (ou inverser) la tension d'anode* (1).

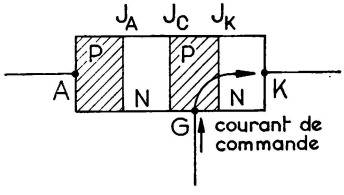


FIG. 37. — **Courant de commande d'un thyristor (principe).**

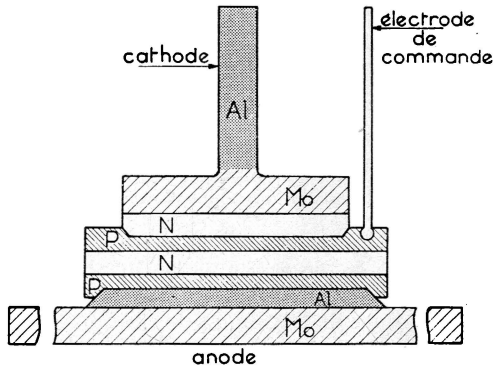


FIG. 38. — **Coupe d'un thyristor.**

La figure 38 représente une coupe de thyristor, fortement agrandie dans le sens des épaisseurs.

b) Le courant de commande abaisse la tension critique de conduction V_{BO}.

Un thyristor dont on n'utilise pas l'électrode de commande se comporte comme la « diode » PNPN (§ 1) ; en particulier il existe une tension critique V_{BO} entre A et K produisant l'avalanche dans la jonction J_C et la conduction.

Lorsqu'un courant de commande traverse la jonction J_K, *l'injection de porteurs minoritaires au voisinage de* J_C *facilite l'avalanche : la tension critique* V_{BO} *diminue.*

---

(1) Il existe cependant un type de thyristor qu'il est possible de bloquer par un courant inverse de grille ; pour le moment, leur débit ne dépasse pas quelques ampères.

Le courant de commande permet donc de régler la tension V_{BO}, c'est-à-dire, en alternatif, l'instant du début de la conduction comme le fait la tension de grille d'un thyratron à gaz (fig. 39).

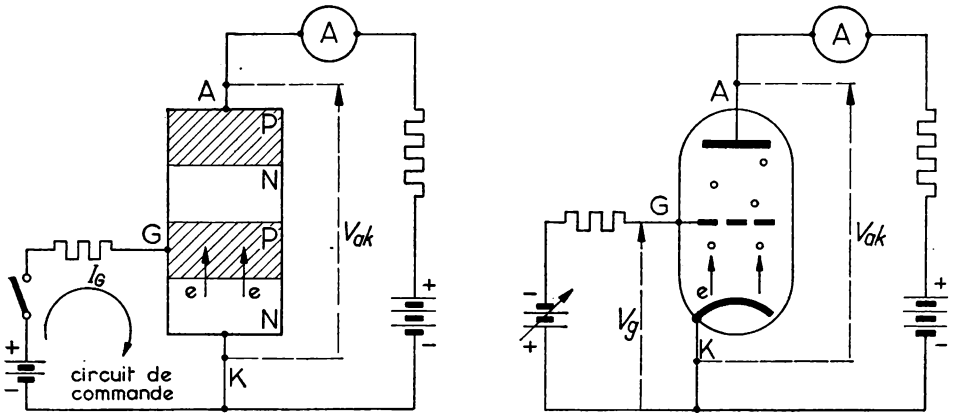


FIG. 39. — **Comparaison du thyristor et du thyratron à gaz.**

Noter l'inversion des sources dans les circuits de commande. Pour simplifier, les ions positifs n'ont pas été représentés dans le thyratron à gaz et le thyristor est très schématisé.
Ces deux dispositifs fonctionnent par *tout ou rien* et ils sont *bistables*.

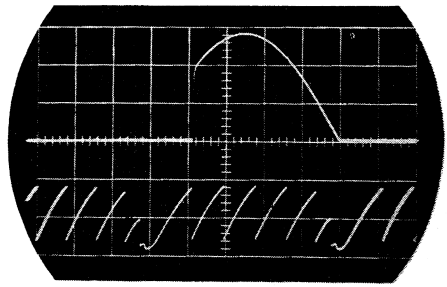
L'électrode de commande du thyristor est appelée *gâchette.*

Les formes de tension et de courant sont analogues, avec comme avantages pour le thyristor : chute de tension V_{ak} beaucoup plus faible, moindre encombrement, absence de chauffage donc démarrage immédiat, robustesse et longévité supérieures.

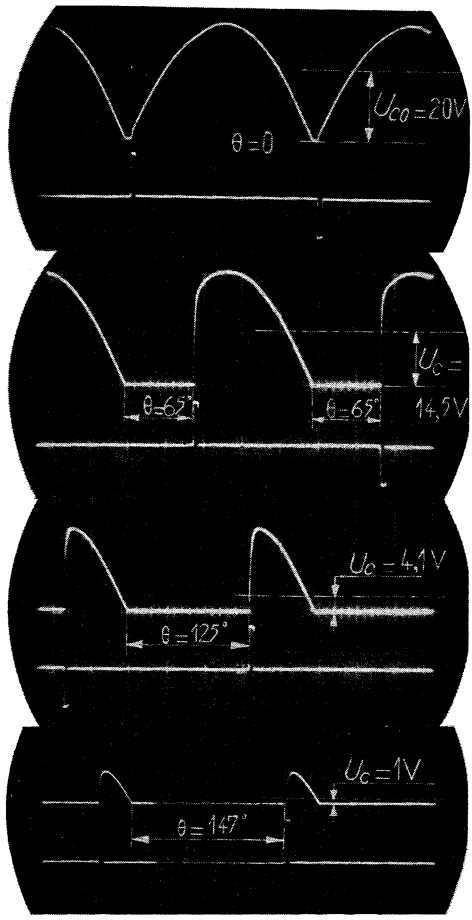
Les possibilités de surcharge sont analogues à celles des diodes au silicium.

La caractéristique inverse d'un thyristor est identique à celle d'une diode ordinaire au silicium.

Nous donnerons (Semiconducteurs, 3e Partie) une théorie plus complète, les principaux circuits d'amorçage et de blocage et les applications.



Commande d'un thyristor par un transistor unijonction (détail du montage : *Travaux pratiques*, fasc. IV, page 17).



L'augmentation de l'*angle de retard* θ du thyristor permet le réglage de la tension redressée moyenne :

$$U_c = U_{co} \frac{1 + \cos \theta}{2}.$$

(Clichés de l'Auteur)

G. — Microcircuits ; circuits intégrés

Tandis que l'électrotechnique tend vers le gigantisme : tensions de centaines de milliers de volts, groupes turbines-alternateurs de 250 000 kW pesant 600 tonnes et en étude, de 600 000 kW, l'électronique a déjà franchi l'étape de la miniaturisation et progresse dans celle de la microminiaturisation.

1. — MINIATURISATION

La miniaturisation est la suite d'une évolution — commencée dès l'origine de l'électronique (radio) — s'efforçant de diminuer l'encombrement, le poids, la consommation d'énergie, le prix des équipements et d'augmenter leur fiabilité. Elle consiste à fabriquer des composants très petits et à utiliser des techniques d'assemblages conduisant à un petit volume et une grande robustesse.

On a ainsi obtenu des densités de quelques composants par décimètre cube avant la guerre 1939-1945, quelques dizaines au cours de cette guerre, plusieurs centaines vers 1955 (grâce aux semiconducteurs), mille actuellement.

2. — MICROMINIATURISATION

Les densités de composants supérieures à 1 000 par décimètre cube appartiennent au domaine de la microminiaturisation, née des besoins pour les missiles, engins spatiaux, calculateurs et permise surtout par les progrès des semiconducteurs ; on atteint actuellement des densités de l'ordre de 100 000 par décimètre cube, la limite théorique des procédés modernes de fabrication étant d'ailleurs beaucoup plus élevée (dizaines de millions).

En pratique on est limité par les possibilités de dissipation thermique, qui diminuent quand la densité des composants augmente, par le coût de la fabrication, les possibilités de fabrication en série, la disproportion entre les circuits microminiaturisés et leurs alimentations, leurs dispositifs de commande ou d'exploitation...

On distingue (Congrès d'Oslo, 1961) trois groupes de méthodes de microminiaturisation : *micromodules*, *microcircuits*, *circuits solides*.

La méthode des *micromodules* emploie des composants séparés, mais tous de même forme, assemblés en modules fonctionnels compacts.

Les *microcircuits* et *circuits solides* sont dits circuits *intégrés* parce qu'on réalise simultanément les divers composants.

3. — CIRCUITS INTÉGRÉS

a) Microcircuits.

On élabore un ensemble fonctionnel (circuit logique, amplificateur...) sur un support isolant (verre, céramique) très mince et de faible surface (~ 1 cm^2), à l'aide de films de métaux (tantale, nickel-chrome, aluminium...) et de leurs oxydes (isolants).

L'évaporation sous vide semble le procédé d'avenir pour les résistances et les petites capacités. Les transistors, diodes, « gros » condensateurs sont rapportés (microcircuits *partiels*), mais on cherche à faire des microcircuits *complets* avec des

techniques nouvelles pour réaliser les diodes et les transistors (à effet de champ, à effet tunnel).

Les liaisons sont faites par microsoudures, à l'aide de fils ou de grilles, et l'ensemble, noyé dans une résine isolante, prend la forme d'un très petit parallélépipède. La densité peut dépasser 10 000 composants par décimètre cube.

b) **Circuits solides.**

Chaque ensemble fonctionnel est réalisé sur un petit cristal de silicium de l'ordre du millimètre carré par diffusion (diodes, transistors, résistances), par oxydation et métallisation (capacités) ; ces éléments sont reliés entre eux et aux sorties par des pellicules de métal évaporé, aluminium le plus souvent.

La conception de tels circuits oblige à réduire la puissance dissipée, mais la diminution de poids et de volume est considérable. La fiabilité est accrue par la réduction du nombre des interconnexions, l'une des principales sources de pannes et par le *doublement des circuits* permettant l'auto-dépannage, remplacement automatique d'un bloc fonctionnel déficient par un autre.

4. — EXEMPLE DE RÉALISATION DE CIRCUITS SOLIDES

On utilise les méthodes planar de masquage et diffusion. Les lamelles de silicium N d'épaisseur 200 μ m sont meulées et polies ; le polissage est terminé par voie chimique et donne des lamelles de 75 μ m.

Ces lamelles sont oxydées (1 200° C ; $Si\,O_2$) recouvertes d'une couche photosensible, exposées à la lumière sous un cache très précis (obtenu par des réductions photographiques), enfin attaquées par un bain ; elles possèdent alors des fenêtres — régions débarrassées de l'oxyde protecteur — par lesquelles on diffuse du bore dans toute l'épaisseur de la lamelle. Cette *diffusion d'isolement* donne plusieurs caissons de matériau N d'origine qui seront les collecteurs d'autant de transistors. Par masquage et diffusion, on forme les bases, puis les émetteurs.

On dégage les surfaces de contact pour les connexions et on place les lamelles, sous vide poussé, en présence d'aluminium chauffé par un filament de tungstène : l'aluminium s'évapore et se dépose sur les lamelles. Cette couche est alors masquée, impressionnée, attaquée, et il en reste le réseau d'interconnexions.

Chaque lamelle comporte une multitude de circuits fonctionnels identiques réalisés simultanément : on découpe, on place les fils de sortie et on met sous capot.

Avec ces possibilités nouvelles, un schéma dans lequel, par exemple, plusieurs transistors doivent être réunis par leur collecteur est remplacé par un transistor à plusieurs émetteurs, etc. Adapter les circuits à ces possibilités révolutionnaires de fabrication est un moyen supplémentaire de diminuer le nombre des connexions et d'accroître la fiabilité.

5. — ÉPITAXIE

On appelle **épitaxie** le phénomène de croissance progressive d'un monocristal par fixation d'atomes fournis par une vapeur ambiante.

On fait croître ainsi un cristal *sur un cristal* support en obtenant la continuité du réseau. Pour que cette croissance soit possible, il faut que les réseaux des deux substances soient du même type (cubique par exemple) et que les mailles (distance entre deux atomes consécutifs) soient voisines.

Ces conditions sont « géométriques » : il n'est pas nécessaire que les *deux espèces chimiques* cristallines soient voisines.

Un cas particulier de cette croissance par épitaxie est la croissance d'un cristal de même nature que le cristal support : c'est le cas utilisé dans la technologie des semiconducteurs.

Sur un cristal de Si (ou de Ge) de résistivité ρ, on peut faire « pousser » une couche de Si (ou de Ge) de résistivité différente, de faible épaisseur. Pour cela, on dispose le cristal Si support dans une chambre de réaction chauffée par haute fréquence ; on fait passer sur ce cristal deux composés gazeux, l'un qui donnera une couche de Si par décomposition au contact du support (en général le chlorure Si Cl_4), l'autre qui apportera les impuretés dopant P ou N le Si déposé (fig. 40).

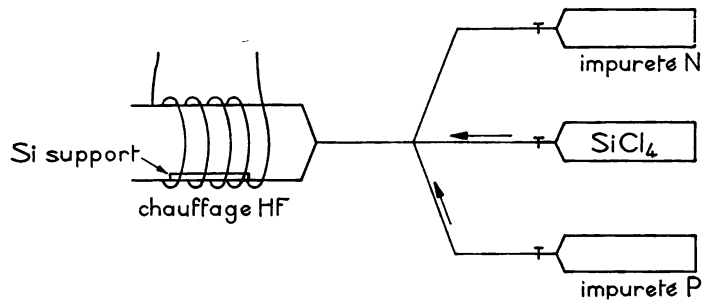


FIG. 40. **Production d'une couche épitaxiale.**

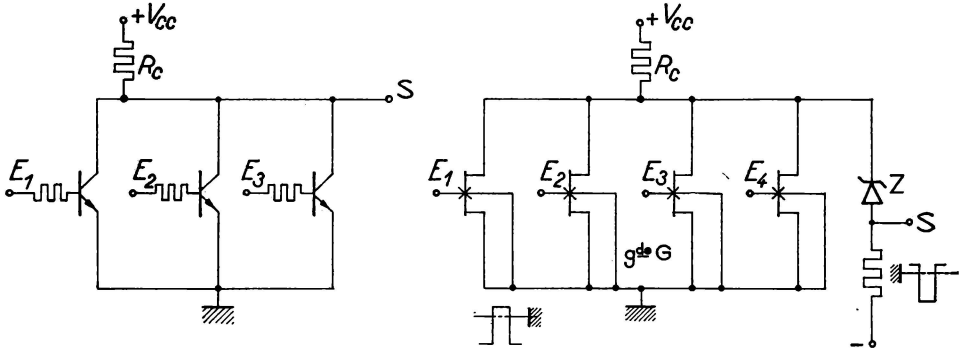
On peut ainsi obtenir des couches N sur support P, ou N sur support N^+ ; ce sont les plus intéressantes : les premières pour la fabrication des éléments à *effet de champ* et des *circuits intégrés*, les secondes pour la fabrication des *transistors*.

REMARQUE. On trouve actuellement sur le marché des diodes et des transistors au silicium à structure *planar épitaxiale passivée* (PEP) ; cette technologie leur assure une haute fiabilité et des courants inverses très faibles de jonctions.

En outre, les diodes ont une conductance élevée, un temps de recouvrement très bref : deux nanosecondes ($2 \cdot 10^{-9}$ s), d'où leur emploi en commutation rapide.

Pour les transistors, la couche épitaxiale procure une tension de claquage élevée, une tension de saturation faible et une faible capacité de collecteur, une grande vitesse de commutation.

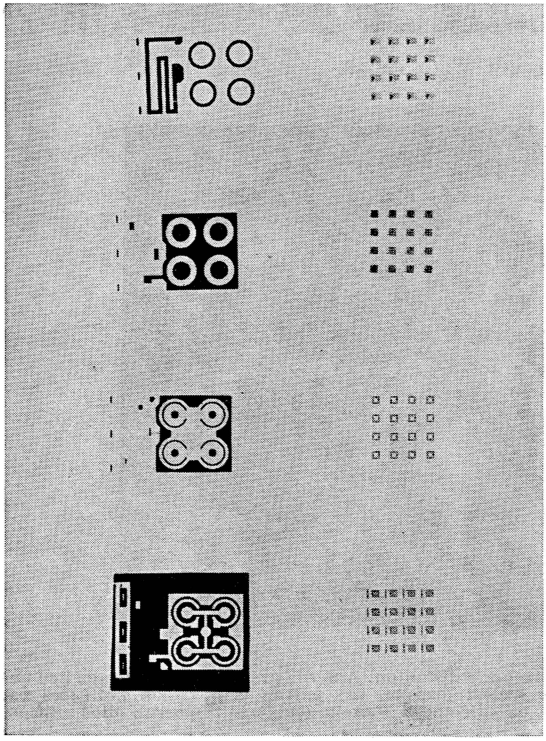
Exemple de réalisation de circuit intégré (1).



Circuit intégré réalisé : circuit NI (à droite).

Un signal est obtenu à la sortie si aucun signal n'est appliqué *ni* sur l'entrée 1, *ni* sur l'entrée 2, *ni* sur l'entrée 3... Il suffit d'un signal sur l'une des entrées pour supprimer le signal de sortie. Le circuit NI peut être considéré comme l'inverse du circuit ET (exercice III-13) ; il diffère du circuit OU dans lequel le signal de sortie est obtenu par un signal sur l'entrée 1 ou l'entrée 2...

A gauche : circuit NI à trois transistors à jonctions.



Masques pour diffusion.

Du haut vers le bas, étapes successives de la fabrication d'un circuit logique intégré à *effet de champ* :

— Réservation des quatre grilles et de la résistance, avant oxydation superficielle.

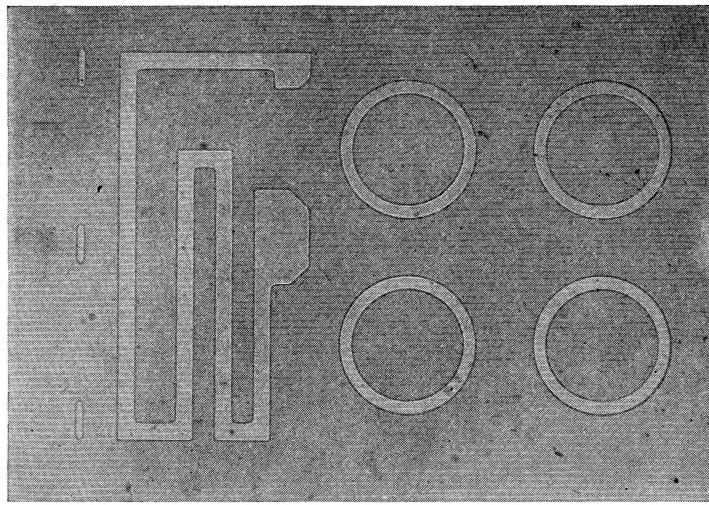
— Fenêtres pour la diffusion des sources (centres) et du drain (commun).

— Masque permettant de réserver des fenêtres dans l'oxyde, après la diffusion, pour y prendre des contacts.

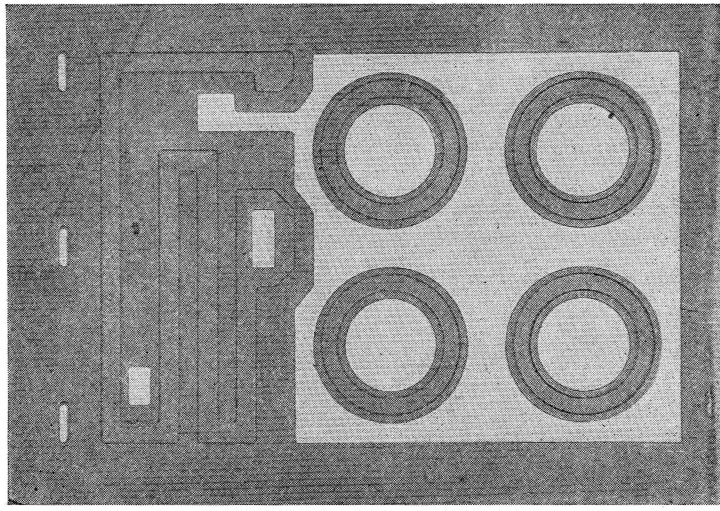
— Masque permettant après l'évaporation de l'aluminium (connexions) de ne le conserver que dans les parties blanches.

A droite, 16 masques, grandeur réelle ; à gauche, agrandissement 10 ; la résistance a une largeur de 50 microns. Les trois tirets à gauche de chaque masque sont des repères de positionnement.

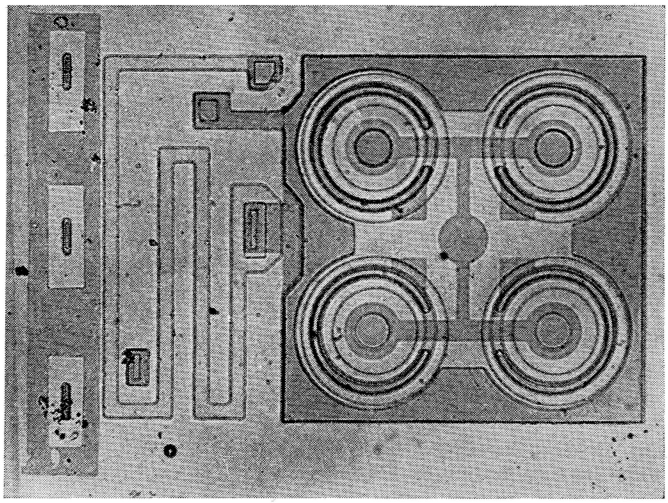
(1) Aimablement communiqué par le Département « Recherches Physico-Chimiques » de la C. S. F., Puteaux.



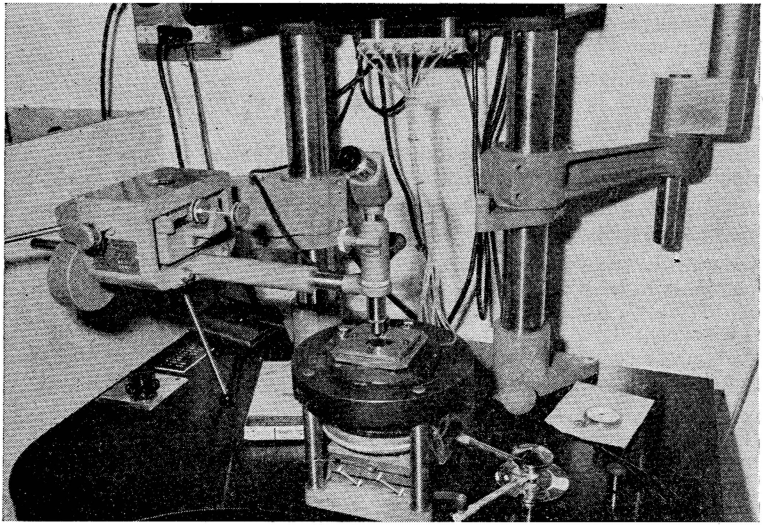
Réservations (en clair) dans SiO_2. Seules, les parties claires seront transformées par diffusion en silicium P. Le reste de la surface, protégé par l'oxyde, restera du type N.



Réservation dans la silice en vue de la seconde diffusion. Après la première diffusion a eu lieu une oxydation avec réservation correspondant au second masque. Les parties claires, non protégées par l'oxyde, vont être transformées par diffusion en silicium N : drain (commun), sources, diode Zéner contacts (ohmiques).



Interconnexion (aluminium) des quatre sources (qui seront à la masse). Autour du plot central, en même gris, les quatre entrées (grilles) du circuit NI. A droite du drain, la diode Zéner, entre drain et extrémité d'une résistance.



Machine de positionnement des caches sur les plaquettes (puces) de silicium.

Au centre, microscope ; à droite, bras supportant une lampe à ultraviolet pour insoler le vernis photographique.
La puce et le cache sont maintenus par aspiration (le faisceau de tubes est relié à une pompe.)

EXERCICES DU CHAPITRE V

1. On considère le réseau de sortie du statistor représenté par la figure 20.

1° Tracer la courbe du courant de drain I_{SD} en fonction de la tension de grille de commande V_g pour la tension constante entre drain et source $V_{SDO} = 6$ volts.

2° Déduire de la courbe précédente celle de la pente $s = \frac{\Delta I_{SD}}{\Delta V_g}$ en fonction de V_g (pour V_{SDO}).

Remarque.

2. Un statistor, alimenté sous 28 volts, comporte une résistance de charge (dans le drain) R = 40 kΩ. Les polarisations des deux grilles sont nulles ($V_g = V_G = 0$). La tension d'attaque est de la forme $v_g = 2 \sin \omega t$.

1° Déterminer graphiquement (réseau, fig. 20) la tension de sortie crête à crête ; en déduire l'amplification en tension.

2° Quelle est l'amplification en puissance, sachant que la résistance d'entrée est $R_e = 10$ MΩ.

3° Déterminer la pente moyenne dans la région utilisée des caractéristiques et retrouver par le calcul les résultats précédents.

4° On relie au drain par l'intermédiaire d'un condensateur, la charge utile $R_u = 10$ kΩ.

a) Tracer la nouvelle droite de charge.

b) Quelle polarisation V_g adopteriez-vous maintenant pour amplifier la même tension d'entrée $v_g = 2 \sin \omega t$?

3. Dans le circuit d'amorçage d'un thyristor par un transistor unijonction (p. 183), on suppose $I_{B2} = 0$ pour $I_E = 0$ et $V_p = \eta V_{BB}$ (on néglige le seuil de tension de la jonction d'émetteur $V_D \ll V_{BB}$) ; l'émetteur cesse de conduire lorsque la tension entre émetteur et masse s'abaisse à la valeur V_{EO}.

1° On prend comme origine du temps l'instant de la décharge supposée instantanée de C : exprimer la tension v, aux bornes de C, en fonction du temps, jusqu'à la décharge suivante.

2° Utiliser cette expression de v pour trouver en fonction de R, C, V_{BB}, V_{EO} et η, la période T des oscillations de relaxation.

3° On néglige V_{EO} devant V_{BB} : calculer R sachant que $C = 0{,}2$ μF et $\eta = 0{,}60$, pour amorcer le thyristor à la fréquence 400 Hz.

4. 1° Le courant continu I se partage entre deux dérivations de conductances G_1 et G_2. A partir de la loi d'Ohm ($I_1 = G_1 U$ pour la dérivation G_1), exprimer en fonction de I, G_1 et G_2 (fig. 42) :

a) Le courant I_2.

b) La puissance P_2 dissipée dans G_2.

2° On remplace le courant continu par le courant sinusoïdal $i = I\sqrt{2} \sin \omega t$.

a) Écrire, d'après les résultats précédents, les expressions des courants instantanés i_1 et i_2 dans G_1 et G_2.

b) Soit $G_2 > 0$ et $G_1 < 0$; on pose $G_1 = -|G_1|$.

On considère le cas ou $G_2 > |G_1|$.

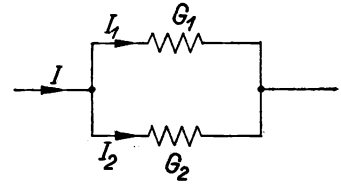


FIG. 42.

Remplacer G_1 par $-|G_1|$ dans les expressions de i_1 et i_2, puis comparer les phases des courants i_1 et i_2 à la phase de i.

Montrer que $|i| + |i_1| = |i_2|$.

c) Calculer en fonction de I, dans le cas particulier où $|G_1| = 0{,}90\ G_2$, les intensités efficaces I_1 et I_2 des courants i_1 et i_2.
I est constant ; G_2 est une charge dans laquelle se dissipe la puissance utile P_u : expliquer le rôle amplificateur de la conductance négative G_1.

5. On donne un générateur, équivalent à un générateur de courant en parallèle avec la conductance g_1 ; G est la charge qui dissipe la puissance utile P_u (fig. 43).

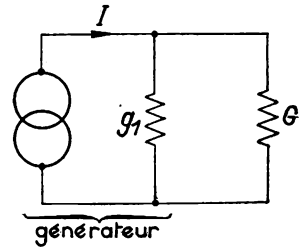


FIG. 43.

1° Exprimer P_u en fonction de I, g_1 et G.

2° I et g_1 sont donnés ; pour quelle valeur de G, la puissance P_u est-elle maximale ?
Exprimer $P_{u\ max}$ en fonction de I et g_1.

3° Calculer l'amplification de transfert $A_{tr} = \dfrac{P_u}{P_{u\ max}}$; quelle est la valeur maximale de A_{tr} ?

4° On dispose, en parallèle avec le générateur précédent et sa charge G, un élément de conductance g donnée.

a) Exprimer la nouvelle valeur de l'amplification de transfert $A'_{tr} = \dfrac{P_u}{P_{u\ max}}$.

P_u : puissance dissipée dans la charge G ;
$P_{u\ max}$: puissance utile maximale du générateur (I, g_1), calculée au 2 *b*.

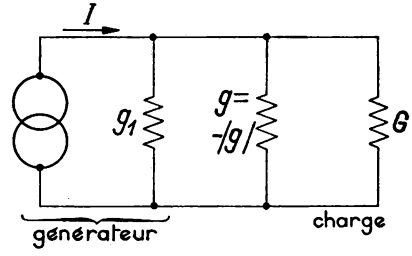


FIG. 44.

b) Lorsque $g < 0$ (diode tunnel, par exemple), on pose $g = -|g|$. Montrer que dans ce cas A' peut dépasser 1.

c) Application numérique : $g_1 = 0\ 005$ mho ; $G = 0{,}007$ mho ; $|g| = 0{,}010$ mho. Calculer A'_{tr}.

6. 1° Calculer l'impédance complexe Z du circuit de la figure 45.

2° Exprimer la fréquence de résonance f_o, fréquence à laquelle s'annule la partie imaginaire de Z. L et C étant donnés, à quelle condition doit satisfaire r pour que f_o (> 0) existe ? Préciser le signe de r.

3° A quelle fréquence f_{ro} la partie réelle de Z s'annule-t-elle ? R étant donnée, à quelle condition doit satisfaire r pour que f_{ro} (> 0) existe ?

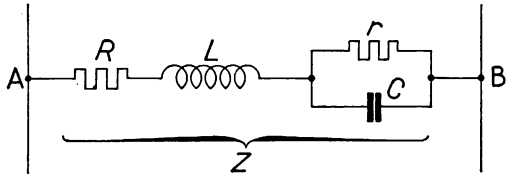


FIG. 45.

4° *Application.* — Le schéma équivalent à une diode tunnel, pour un point de fonctionnement sur la partie à pente négative de la caractéristique courant-tension, est celui de la question 1 avec : $r = -\dfrac{1}{|g|}$; $|g|$ valeur absolue de la conductance négative. R et L prennent usuellement l'indice s.

a) Exprimer f_o et f_{ro} en fonction de $|g|$.

b) $R_s = 1{,}5\ \Omega$; $L_s = 0{,}006\ \mu H$; $C = 7$ pF ; $|g| = 0{,}01$ mho.
Quelles sont, en hertz, les valeurs de f_o et f_{ro} ?

7. La diode tunnel dont la caractéristique courant tension $I\ (V)$ est donnée par la figure 27, p. 184, est disposée en série avec un générateur de courant continu $E = 0{,}9$ volt, une résistance $R = 300$ ohms et le secondaire d'un transformateur de résistance négligeable.

1° Tracer sur un calque de la figure la droite de charge $V = E - RI$.

2° Montrer que le montage n'a que deux points stables de fonctionnement : A sur OP (P, *pic* : I_p, V_p), le second B au-delà du minimum v (point de vallée).

3° Montrer que les schémas équivalents à la diode tunnel sont, aux bases fréquences :
— au point A, une résistance ;
— au point B, une résistance en série avec une f.c.é.m. ($\approx V_v$).
Évaluer les valeurs de ces résistances. *Application :* sachant que $V_v = 3{,}25$ volts, calculer les coordonnées des points A et B.

4° Montrer que lorsqu'on ferme le circuit le point de fonctionnement est A. Quelle est l'amplitude maximale de l'impulsion de tension aux bornes du secondaire S permettant :
— de faire basculer le système de A en B ?
— de faire ensuite revenir le système de B en A ?
Quelle est lors d'un basculement la variation de tension aux bornes de R ?

8. La capacité de la jonction d'une diode à capacité variable est représentée par l'expression :

$$C = \frac{K}{(V + V_o)^n}$$

K et V_o : constantes caractéristiques du type de diode (V_o : fraction de volt) ;

V : tension de polarisation appliquée ;

n : varie de $\frac{1}{2}$ à $\frac{1}{3}$ suivant que la diode comporte une jonction abrupte ou graduelle.

1° Calculer, en fonction de n, la variation relative $\frac{dC}{C}$ produite par la variation dV.

2° Application numérique. On néglige V_o devant V.
Calculer ΔC pour $n = \frac{1}{2}$, puis $n = \frac{1}{3}$, lorsque $\frac{\Delta V}{V} = 0{,}10$ et $C = 30$ pF.

LECTURE

Le binistor [1]

Le binistor est un dispositif à semiconducteur comportant trois jonctions *PN* et qui présente deux états stables : état conducteur, état bloqué. Il sert à la commutation (compteurs) et comme élément de mémoire.

Constitution physique (fig. 1).

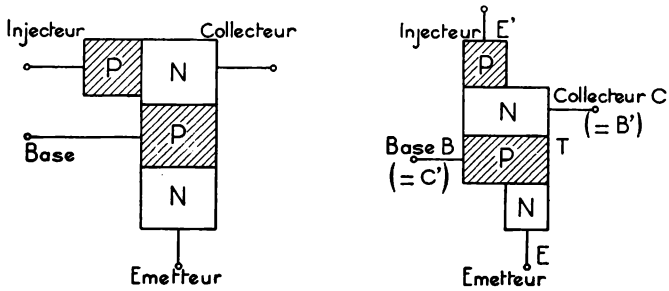


FIG. 1. — **Le binistor est un élément tétrode.**

Comme la diode *PNPN* et le thyristor, le binistor comporte quatre couches alternativement *P* et *N* ; mais l'utilisation de ces couches est différente et toutes les quatre sont reliées aux circuits extérieurs : le binistor est un élément tétrode.

On peut considérer qu'il résulte de l'association de deux transistors :

— le transistor principal *T*, de type NPN, constitué par l'émetteur, la base et le collecteur du binistor ;

— le transistor de verrouillage *T'*, de type PNP, qui empêche le précédent de basculer de l'état conducteur à l'état bloqué — ou inversement — en l'absence d'un signal de commande. Le transistor de verrouillage a pour émetteur, base et collecteur, respectivement l'injecteur, le collecteur et la base du binistor.

Nous avons essayé, dans la figure 1 droite, de montrer que le binistor est formé de deux transistors à jonctions :

— décalés l'un par rapport à l'autre de telle sorte que l'un est NPN et l'autre PNP ;

— tels que le collecteur de l'un soit la base de l'autre (le collecteur du binistor est la base *B'* de *T'* ; le collecteur de *T'* est la base *B* de *T*).

---

(1) Une documentation nous a été aimablement communiquée par la Société « Transitron » : le terme « binistor » n'a pas été déposé dans l'espoir qu'il devienne un terme général.

Montage (exemple fig. 2).

Le transistor principal est utilisé comme un transistor ordinaire, monté en émetteur commun. La tension entre injecteur et émetteur est intermédiaire entre la tension collecteur-émetteur dans l'état bloqué (tension d'alimentation $\simeq$ 10 V) et la tension collecteur-émetteur dans l'état conducteur ($\simeq$ 1V).

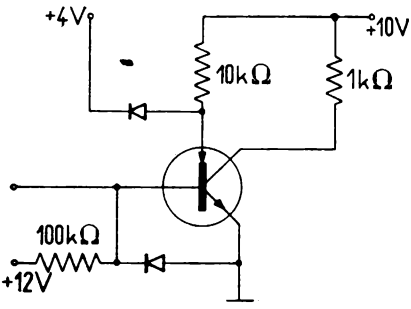


FIG. 2. — **Le transistor principal est chargé par 1 k Ω.**

État bloqué.

Le transistor principal T est bloqué. Son collecteur, qui est alors au plus haut potentiel possible, est positif par rapport à l'injecteur ; la base du transistor T'' est contrepolarisée et T' est donc bloqué lui aussi.

Chacune des trois jonctions est soumise à une polarisation inverse ; *l'état bloqué est stable : le binistor y reste indéfiniment en l'absence de signal de commande.*

État conducteur.

Le transistor principal T conduit. Son collecteur, qui est alors au plus bas potentiel possible ($V_{CE} = V_{CC} - R_e I_C$), est négatif par rapport à l'injecteur ; ce collecteur est aussi la base de T', de sorte que T' conduit lui aussi. Le courant de collecteur de T' fournit le courant de base de T de façon à le saturer.

L'état conducteur est stable : le binistor y reste indéfiniment en l'absence de signal de commande.

Commutation (basculement).

Nous venons de voir que le binistor, associé à des circuits extérieurs convenables :

— reste bloqué s'il est bloqué ;

— reste conducteur s'il est conducteur.

Il en résulte que, si le basculement d'un état à l'autre s'obtient par une tension (ou un courant) appliquée à l'une des électrodes, cette tension (ou ce courant) pourra être ensuite supprimée ; en fait, le binistor passe d'un état stable à l'autre sous l'action d'une impulsion de durée comprise entre 2 et 10 microsecondes.

On peut utiliser une électrode quelconque, mais la commande par la base est la plus avantageuse.

Le passage de l'état bloqué à l'état conducteur s'obtient en envoyant une impulsion de courant dans la base.

Le passage de l'état conducteur à l'état bloqué s'obtient :

— soit par une impulsion de courant inverse dans la base ;

— soit par réduction du courant d'injecteur, ce qui a pour effet de réduire le courant de base.

Les binistors commerciaux fonctionnent à des fréquences supérieures à 10 kHz, dans un large intervalle de température (— 65° C à + 150° C) ; l'amplitude des signaux d'entrée et de sortie est du même ordre que celle des diodes et transistors, auxquels on peut donc les associer dans les circuits.

Pour les binistors actuels, le constructeur recommande un courant de collecteur I_C = 10 mA et un courant d'injecteur I_J = 1 mA.

EXERCICES DE RÉVISION

1. On donne la cellule de la figure 1.

1° Entre les bornes C et D on branche une résistance R. Quelle est, en fonction de R, la valeur de la résistance R_{AB} entre les bornes A et B ?

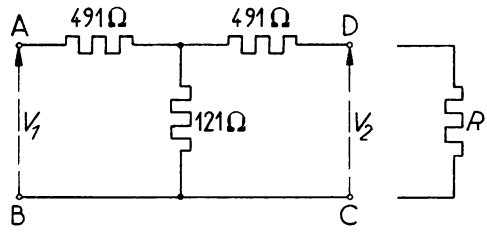
2° Qu'appelle-t-on résistance itérative de la cellule $ABCD$? Calculer la valeur de cette résistance.

3° Calculer le rapport $\frac{V_2}{V_1}$ quand la cellule est branchée sur sa résistance itérative.

Exprimer ce rapport en décibels.

Réponses : 2° $R_{AB} = R = 600\ \Omega$. 3° — 20 *dB*.

Brevet de Technicien électronicien 1961. Problème n° 5 de l'épreuve d'Électronique et Mathématiques.



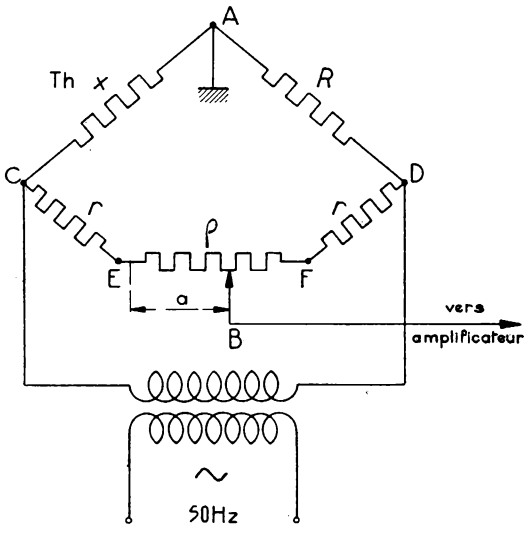
Problème de révision n° 1.

2. *Thermomètre à thermistance.*

I. — *Étude d'une thermistance.*

On rappelle que la résistance R d'une thermistance varie en fonction de la température absolue $T = 273° + t°$ suivant la loi : $R = Ae^{\frac{B}{T}}$.

A et B étant des constantes dans les conditions d'utilisation, e la base des logarithme népériens.



Problème de révision n° 2.

a) Donner l'expression en fonction de T du coefficient de température α de la thermistance, c'est-à-dire de la variation relative de résistance, par degré, à la température considérée : $\alpha = \frac{1}{R}\frac{dR}{dT}$.

b) Montrer que le rapport des résistances R_1 et R_2 de la thermistance aux températures absolues T_1 et T_2 s'exprime par la relation $\log \frac{R_1}{R_2} = B\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}\right) \cdot \log e$.

c) On donne pour une thermistance : Résistance à 0° C $R_0 = 11\,500$ ohms; $B = 2\,900$.

Calculer sa résistance à 10° et

à 20° C ; calculer pour les températures 0°, 10°, 20° C, le coefficient de température de la thermistance.

d) Pour mesurer le coefficient B, on a effectué des mesures de la résistance de la thermistance à 0° C et à 100° C : R_0 et R_{100}.
Montrer que B se déduit de ces mesures par la relation :

$B = \dfrac{T_0 . T_{100} . \log \dfrac{R_0}{R_{100}}}{(T_{100} - T_0) . \log e}$, T_0 et T_{100} étant les températures absolues correspondant à 0° et à 100° C.

Le coefficient B étant connu à 1 % près et les températures à 0,1° près, avec quelle précision α est-il déterminé ?

e) Pour que, dans l'air calme, la température de la thermistance ne varie pas, il faut que la dissipation n'excède pas 1 mW.

Quelle tension maxima le faut-il lui appliquer entre 0° et 20° pour qu'il en soit ainsi ?

II. — *Thermomètre à thermistance.*

La thermistance précédente constitue la branche X d'un pont alimenté en 50 p Hz, monté selon la figure. La diagonale AB est branchée à l'entrée d'un amplificateur précédent un indicateur cathodique.

L'équilibre du pont est réglé par le potentiomètre linéaire EBF qui sera étalonné en température.

a) Expliquer brièvement le fonctionnement de ce thermomètre.

b) Le potentiomètre a pour résistance totale ρ ; la résistance variable entre E et le curseur B est a.

On désire que la course totale du potentiomètre couvre l'intervalle de température 0°, 20° C.

Exprimer la condition d'équilibre du pont et la valeur de a en fonction de X.

Quelle valeur faut-il donner à la résistance R pour qu'à la température 10° C le curseur B soit au milieu de sa course ?

c) On donne $\rho = 200\ \Omega$; $r = 458\ \Omega$. Calculer, d'après l'expression de a établie ci-dessus. sa valeur pour 0° et 20° C. Le thermomètre est-il parfaitement linéaire ?

d) Calculer la tension maximale d'alimentation du pont (entre C et D) pour ne pas dépasser une dissipation de 1 mW dans X.

e) On désire constituer un thermomètre sensible à 0,1°. A la température 20°, calculer la variation de X correspondant à une variation de température de 0,1°.

f) Quelle tension de déséquilibre apparaîtra alors dans la diagonale AB ?
L'indicateur cathodique étant sensible à 0,3 volt, quelle amplification sera nécessaire entre le pont et cet indicateur ?

g) Le thermomètre possédera d'autres gammes que celle de 0° à 20°. On désire que la rotation totale du potentiomètre corresponde à un écart constant de 20°. Montrer que, pour remplir cette condition, r doit vérifier la relation $r = \dfrac{\rho}{\sqrt{k} - 1}$ dans laquelle k représente le rapport des valeurs X_1 et X_2 de la résistance de la thermistance aux extrémités de la gamme choisie. Dans le thermomètre étudié, r vérifie-t-il cette relation ?

Calculer la tension maximale d'alimentation du pont.

Brevet de Radiotechnicien. Épreuve d'Électricité et Mathématiques.

3. On rappelle que pour une tension directe $V > 0{,}1$ volt environ, le courant direct d'une jonction PN est $I_D = Is \exp. \frac{eV}{kT}$ (p. 23).

1° Établir l'expression de la résistance différentielle directe $r_D = \frac{dV}{dI_D}$.

2° Calculer numériquement r_D :

a) Pour $I_D = 1$ mA et $t = 17°$ C. On donne : $e = 1{,}60 \cdot 10^{-19}$ C ; $k = 1{,}38 \cdot 10^{23}$ J/d.

b) Pour $I_D = 5$ mA et $t = 25°$ C.

Réponses : 25 Ω ; 5,2 Ω.

4. On considère le montage représenté par la figure 1, dans lequel le transistor est du type PNP et son gain $\beta = 49$. La variation de V_{BE} avec la température est négligeable, tandis que I_{CBO} varie selon la loi : $I_{CBO} = I_0 e^{-A/T}$, T désignant la température absolue.

On connaît les deux points suivants : pour $t = 25°$ C, $I_{CBO} = -0{,}002$ mA ; pour $t = 45°$ C, $I_{CBO} = -0{,}020$ mA.

On a par ailleurs $R_C = R_2 = 1$ kΩ.

1° R_E étant nulle, déterminer la variation de la tension V_{CE} lorsque t s'élève de 25° C à 45° C.

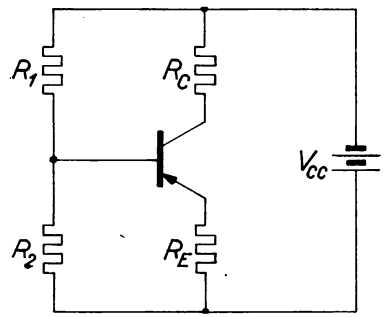


FIG. 1.

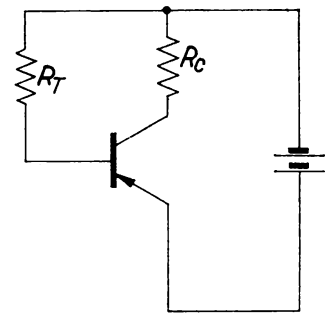


FIG. 2.

2° On suppose $R_1 \gg R_2$: déterminer R_E de façon que $S = 5$ (S : facteur de stabilité). Calculer dans ces conditions et lorsque t s'élève de 25° C à 45° C, la variation :

a) ΔI_C du courant collecteur.

b) ΔI_E du courant émetteur.

c) ΔV_{CE} de la tension collecteur-émetteur.

3° On règle R_1 de façon qu'à 25° C, on ait $I_C = -1{,}2$ mA ; on mesure alors : $I_B = -0{,}0225$ mA et $V_{BE} = -0{,}150$ volt.

a) Déterminer I_E et R_1 sachant que la tension d'alimentation est $V_{CC} = 9$ volts.

b) Calculer la puissance P_p absorbée par le pont de polarisation et la puissance P fournie à la charge R_C.

4° On polarise le transistor (fig. 2) avec une résistance R_T variable avec la température.

a) Montrer que l'on peut obtenir une compensation parfaite vis-à-vis de I_{CBO} à condition que :

$$\frac{1}{R_T} = \frac{I_{CBO}}{\alpha\,(V_{CC} + V_{BE})} + \frac{1}{R_0}.$$

b) Calculer R_0, sachant qu'à 25° C :

$I_B = -0{,}0225$ mA ; $V_{BE} = -0{,}150$ V ; $I_{CBO} = -0{,}002$ mA.

c) Calculer R_T à 25° C et à 45° C.

Réponses : 1° $\Delta V_{CE} = 0{,}9$ volt.
2° $\Delta I_C = -0{,}09$ mA ; $\Delta I_E = 0{,}074$ mA ; $\Delta V_{CE} = 0{,}107$ volt $\approx 0{,}11$ volt.
3° $R_1 = 19{,}2$ kΩ ; $P_p = 4$ mW ; $P = 1{,}44$ mW.
4° $R_0 = 361$ kΩ ; $R_{25} = 394$ kΩ ; $R_{45} = 2\,170$ kΩ.

Centre Ouest Parisien associé au Conservatoire National des Arts et Métiers. (Cours et T. P. d'Électronique : Lycée Technique de Puteaux.)

5. Le tableau ci-joint donne la correspondance entre tension et intensité — valeurs absolues — pour une diode Zener Dz sous tension inverse, à une certaine température θ_1.

u (volts)	0	7	7,6	8	8,1	8,3	8,5
i (milliampères)	0	0,1	0,5	4	10	30	50

Question 1 :

a) Tracer la caractéristique de Dz (i en fonction de u).

b) Déterminer les constantes U_0 et ρ de la relation :

$$u = U_0 + \rho\, i \qquad (1)$$

qui représentera l'équation de la caractéristique lorsque $u \geqslant 8$ volts. Quel schéma équivalent simple proposez-vous pour illustrer la relation (1) ?

Question 2 : On admet maintenant, comme le suggère la question 1, que la caractéristique est assimilable à deux tronçons rectilignes. La diode Dz précédente est utilisée dans le montage (fig. 1), en série avec une résistance $R = 190$ Ω. La température ambiante reste θ_1.

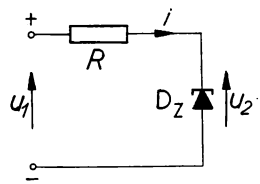


FIG. 1.

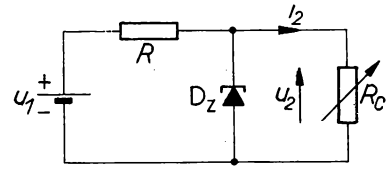


FIG. 2.

On applique une tension u_1 positive et croissante à partir de zéro et on obtient la tension u_2 aux bornes de Dz. Étudier les variations de u_2 en fonction de u_1. La courbe représentative sera limitée au domaine pour lequel l'intensité dans Dz ne dépasse par 50 mA.

Echelle : 1 volt = 1 cm.

Question 3: Maintenant, on fixe $u_1 = 18$ volts et on relève, avec le montage (fig. 2), la caractéristique u_2 en fonction de i_2, au moyen d'une résistance auxiliaire R_C réglable. R conserve la valeur précédente. Étudier cette caractéristique lorsque R_C varie de l'infini à zéro. Tracer la courbe représentative.

Echelles: 1 volt = 1 cm ; 10 mA = 2 cm.

(B. T. S. Electroniciens, 1966.)

Réponses : 1° b) $u_0 = 8$ **volts;** $\rho = 10$ **ohms; générateur de Thévenin.**

2° $u_2 = \dfrac{R}{R+\rho} U_0 + \dfrac{\rho}{R+\rho} u_1$. **Pour** $i = 50$ **mA,** $u_2 = 8,5$ **volts et** $u_1 = 18$ **volts.**

3° Segments AB **et** BC: A **(0 mA; 8,5 volts);** B **(53 mA; 8 volts);** C **(95 mA); 0 volt.**

6. Certaines diodes à semiconducteurs polarisées en sens inverse sont utilisées en tant que condensateurs, dont la capacité γ est fonction de la tension continue supportée v, suivant une relation du type : $\gamma = Kv^n$.

Question 1. — On trouve ainsi, pour une de ces diodes :
$\gamma_1 = 30$ pF pour $v_1 = 4$ volts ; $\gamma_2 = 10$ pF pour $v_2 = 36$ volts.
Déterminer n. Quelle valeur faut-il donner à v pour obtenir $\gamma = 16$ pF ?

Question 2. — La diode précédente fait partie d'un circuit oscillant qui comporte un bobinage d'inductance L et un condensateur C_1 (fig. 1).

La fréquence de résonance f_0 de ce circuit est aussi celle d'un oscillateur (non représenté) dont il fait partie.

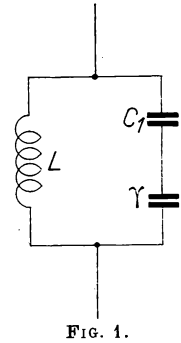


FIG. 1.

On suppose alors une petite variation relative $\dfrac{\Delta v}{v}$ de la tension continue v (non représentée) supportée par la diode γ. Il en résultera une variation relative $\dfrac{\Delta f_0}{f_0}$ de f_0.

a) Exprimer $\dfrac{\Delta f_0}{f_0}$ en fonction de $\dfrac{\Delta v}{v}$.

b) *Application numérique :*

$\Delta v = 80$ mV ; $\gamma = 16$ pF ; $C_1 = 24$ pF ; $L = 0,26$ µH.

Déterminer f_0 et la variation Δf_0 correspondante.

(B. T. S. Electroniciens, 1968.)

Réponses : 1° $n = -\dfrac{1}{2}$; $v = 14$ **volts.**

2° a) $\dfrac{\Delta f_0}{f_0} = \dfrac{1}{4} \dfrac{C_1}{C_1 + \gamma} \dfrac{\Delta v}{v}$;

b) $f_0 = 100$ **MHz ;** $\Delta f_0 = 86$ **kHz.**

✧

Propriétés et applications des semiconducteurs

TABLEAU RÉCAPITULATIF

A. — SEMICONDUCTEURS SANS JONCTION

1. — DIMINUTION DE LA RÉSISTIVITÉ PAR ÉLÉVATION DE TEMPÉRATURE : THERMISTANCES (CTN). $\rho = ce^{\frac{B}{T}}$. **Pour une faible élévation :** $\frac{1}{\sigma_t} = \rho_t = \rho_o (1 + \alpha_t)$; $\alpha < 0$; $\alpha = 0{,}03$ à $0{,}07$.	— Mesure et régulation de température. — Régulation de tension. — Mesure de puissances (R. F.). — Transducteurs (capteurs) pour mesures diverses : pression, débit de fluides...
2. — DIMINUTION DE LA RÉSISTANCE PAR AUGMENTATION DE LA TENSION APPLIQUÉE : RÉSISTANCES NON LINÉAIRES (VDR). $I = kU^n$; $2 < n < 10$	— Régulation de tension. — Protection d'appareils contre les surtensions...
3. — DIMINUTION DE LA RÉSISTIVITÉ SOUS L'ACTION DE LA LUMIÈRE.	— Étude et contrôle des semiconducteurs : mesure de — **PHOTORÉSISTANCES** (cellules photoconductrices) : mesures et contrôle industriels...
4. — AUGMENTATION DE LA RÉSISTIVITÉ SOUS L'ACTION D'UN CHAMP MAGNÉTIQUE (MAGNÉTORÉSISTANCE) **champs faibles** : $\Delta\rho = kB^2$; **champs intenses** : $\Delta\rho = kB$.	— Mesure de B ; topographie des champs. — Résistances variables (magnétorésistances) : transducteurs pour mesures et contrôle industriels.
5. — EFFET HALL : DÉFORMATION DES LIGNES DE COURANT SOUS L'ACTION D'UN CHAMP MAGNÉTIQUE. **Tension de Hall dans une direction $\perp$ I et B :** $U_H = \frac{R_H}{d} IB$; $R_H \simeq \frac{1}{ne} = \rho\mu$. **$n$ et μ : densité et mobilité des porteurs.**	— Détermination du type P ou N. — Mesure de n *et* μ. — Mesure des inductions magnétiques. — Mesure des grands courants. — Produit de deux grandeurs : mesure de puissances, couples ; calculateurs...
6. — EFFET PHOTOMAGNÉTOÉLECTRIQUE. **Tension produite par un flux lumineux Φ dans un semiconducteur soumis à un champ magnétique B :** $U_K = k\Phi B$.	— Mesure de la durée de vie (τ) des porteurs. — Transducteurs.

TABLEAU RÉCAPITULATIF (Suite)

B. — SEMICONDUCTEURS A UNE JONCTION

1. — REDRESSEMENT.
Production d'une tension continue, d'un courant continu, à partir d'un réseau alternatif.

Jonction PN (Ge, Si). Contact métal semiconducteur.

- **DIODES A JONCTION** : électrochimie, électrométallurgie, applications générales.
- **DIODES A POINTES** : détection, calculateurs...
- **REDRESSEURS AU SÉLÉNIUM** : applications générales, puissance, protection...

2. — EFFET ZÉNER
Claquage d'une jonction PN par champ électrique (par avalanche pour les fortes tensions).

- **DIODES ZÉNER** (Si) : régulation de tension, tensions de référence...

3. — CAPACITÉ DE LA JONCTION

$$C = \frac{k}{\sqrt{V}}\ ;\quad V \text{ : tension inverse.}$$

Applications des **DIODES A CAPACITÉ VARIABLE** :
- — Modulation et contrôle automatique de fréquence.
- — Amplificateurs.
- — Circuits d'accord.
- — Circuits de commutation.

4. — TRANSISTOR UNIJONCTION
(ou diode à deux bases).
Effet d'injection et effet de champ.

- — Résistance négative.
- — Production d'impulsions de tension, de courant pour commandes diverses (de thyristors...).

5. — PHOTODIODES
Diminution de la résistance inverse d'une jonction sous l'action de la lumière.

Remplacent les tubes photoélectroniques dans les mesures et contrôles industriels (plus sensibles et robustes, moins encombrantes) : photorelais ; comptage ; mesure de niveaux, vitesses ; détection de fumée ; télécommande automatique (portes, escaliers roulants...).

6. — EFFET PHOTOVOLTAIQUE
Production d'une f.e.m., sous l'action de la lumière, dans une jonction PN ou au contact d'un semiconducteur et d'un métal.

- — Luxmètres, posemètres.
- — **BATTERIES SOLAIRES**
  Production directe d'énergie électrique à partir de l'énergie solaire.

7. — EFFET DE CHAMP (ÉLECTRIQUE)
Variation de la résistance d'un semiconducteur sous l'action d'un champ électrique (normal à la surface).

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP (T. E. C.) (Dans les M. O. S. T., la jonction de commande est remplacée par une grille isolée.)

8. — EFFET TUNNEL
Traversée d'une colline de potentiel par une particule, au-dessous de la crête (c'est-à-dire avec une énergie inférieure à celle qu'exige la conduction normale).

DIODES TUNNEL : résistance négative ; amplification, oscillation et commutation en très haute fréquence (pouvant dépasser 5 000 MHz).

TABLEAU RÉCAPITULATIF (suite)

C. — SEMICONDUCTEURS A DEUX JONCTIONS (ou à deux contacts métal-semiconducteur).

1. — TRANSISTORS A JONCTIONS
Injection par l'émetteur, dans la base, de porteurs minoritaires au voisinage immédiat de la jonction de collecteur.

- 2 types { PNP (injection de trous), NPN (injection d'électrons).
- Amplification de puissance, de tension, de courant.
- Oscillations.
- Impulsions (multivibrateurs...).
- Commutation (relais pour contrôle industriel, circuits logiques...).

2. — TRANSISTORS DIVERS

- Transistor à pointes (pratiquement abandonné, intéressant pour les bascules).
- Transistors mesa, drift, à alliage diffusé, planar... (atteignant des fréquences plus élevées que les transistors ordinaires).

3. — PHOTOTRANSISTOR
Production d'un courant photoélectrique sous l'action de la lumière sur la jonction de collecteur ; ce courant traverse l'émetteur, d'où amplification.

Mêmes applications que la photodiode (§B), mais sans amplificateur : photométrie, mesures et contrôle industriels très variés.

4. — EFFET SEEBECK
Production d'une f.e.m. due à la différence de température entre deux contacts (métaux ou semiconducteur et métal).

- Détermination du type P ou N.
- Couples thermoélectriques : mesure des températures ; détection de l'infrarouge, des ondes hertziennes.
- Conversion directe de l'énergie calorifique en énergie électrique (piles thermoélectriques).

5. — EFFET PELTIER
Dégagement ou absorption de chaleur produit par le passage d'un courant à travers le contact de deux métaux ou d'un métal et d'un semiconducteur.

Production de froid (réfrigérateurs).

D. — SEMICONDUCTEURS A PLUS DE DEUX JONCTIONS.

1. — TRANSISTORS PENTODES
Deux contacts de base (comme le transistor tétrode) et soit 2 émetteurs, soit 2 collecteurs.

Étage symétrique avec un seul transistor.

2. — DIODE PNPN
Fonctionnement comparable à celui d'une diode à gaz à cathode chauffée (phanotron). L'anode est P, la cathode est N.

- Mêmes formes d'ondes que le phanotron ; semble peu utilisée.
- Son fonctionnement permet de mieux comprendre celui du thyristor.

3. — THYRISTOR
Dérive de la diode PNPN par utilisation, comme électrode de commande, de la couche P voisine de la cathode.

- Commutateurs statiques.
- Redressement avec commande de puissance (remplace le thyratron à gaz ; plus puissant) : redresseurs de puissance ; commande de la vitesse de moteurs...
- Onduleurs (production de courant alternatif à partir d'une source de courant continu).
- Protection contre les surtensions.

CLASSIFICATION PÉRIODIQUE DES ÉLÉMENTS

	GROUPE I	GROUPE II	GROUPE III	GROUPE IV	GROUPE V	GROUPE VI	GROUPE VII		GR. VIII	
0									0 **Nn** NEUTRON 1.0087	0
1	1 **H** HYDROGÈNE 1.008								2 **He** HÉLIUM 4.003	1
2	3 **Li** LITHIUM 6.94	4 **Be** BÉRYLLIUM 9.01	5 **B** BORE 10.81	6 **C** CARBONE 12.011	7 **N** AZOTE 14.007	8 **O** OXYGÈNE 15.999	9 **F** FLUOR 19.00		10 **Ne** NÉON 20.183	2
3	11 **Na** SODIUM 22.99	12 **Mg** MAGNÉSIUM 24.31	13 **Al** ALUMINIUM 26.98	14 **Si** SILICIUM 28.09	15 **P** PHOSPHORE 30.974	16 **S** SOUFRE 32.06	17 **Cl** CHLORE 35.45		18 **A** ARGON 39.948	3
4	19 **K** POTASSIUM 39.10 29 **Cu** CUIVRE 63.54	20 **Ca** CALCIUM 40.08 30 **Zn** ZINC 65.37	21 **Sc** SCANDIUM 44.96 31 **Ga** GALLIUM 69.72	22 **Ti** TITANE 47.90 32 **Ge** GERMANIUM 72.59	23 **V** VANADIUM 50.94 33 **As** ARSENIC 74.92	24 **Cr** CHROME 52 SÉLÉNIUM 34 **Se** 78.96	25 **Mn** MANGANÈSE 54.94 35 **Br** BROME 79.91	26 **Fe** FER 55.85 27 **Co** COBALT 58.93 28 **Ni** NICKEL 58.7	36 **Kr** KRYPTON 83.80	4
5	37 **Rb** RUBIDIUM 85.47 47 **Ag** ARGENT 107.87	38 **Sr** STRONTIUM 87.62 48 **Cd** CADMIUM 112.40	39 **Y** YTTRIUM 88.91 49 **In** INDIUM 114.82	40 **Zr** ZIRCONIUM 91.22 50 **Sn** ÉTAIN 118.7	41 **Nb** NIOBIUM 92.91 51 **Sb** ANTIMOINE 121.75	42 **Mo** MOLYBDÈNE 95.94 52 **Te** TELLURE 127.60	43 **Tc** TECHNÉTIUM 99 53 **I** IODE 126.90	44 **Ru** RUTHÉNIUM 101.1 45 **Rh** RHODIUM 102.91 46 **Pd** PALLADIUM 106.4	54 **Xe** XÉNON 131.30	5
6	55 **Cs** CESIUM 132.91 79 **Au** OR 196.98	56 **Ba** BARYUM 137.34 80 **Hg** MERCURE 200.6	57 **La** 58 LANTHANE à 138.91 71 81 **Tl** THALLIUM 204.37	72 **Hf** HAFNIUM 178.5 82 **Pb** PLOMB 207.2	73 **Ta** TANTALE 180.95 83 **Bi** BISMUTH 208.98	74 **W** TUNGSTÈNE 183.85 84 **Po** POLONIUM 210	75 **Re** RHÉNIUM 186.2 85 **At** ASTATE 210	76 **Os** OSMIUM 190.2 77 **Ir** IRIDIUM 192.2 78 **Pt** PLATINE 195.09	86 **Rn** RADON 222	6
7	87 **Fr** FRANCIUM 223	88 **Ra** RADIUM 226	89 **Ac** ACTINIUM 227 96 **Cm** 97 CURIUM à 248 103	90 **Th** THORIUM 232.04	91 **Pa** PROTACTINIUM 231	92 **U** 93 URANIUM à 238.03 95				7

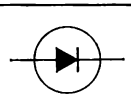
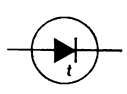
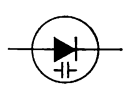
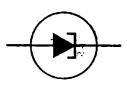
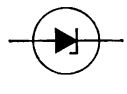
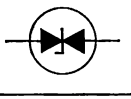
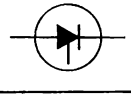
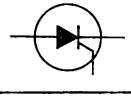
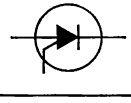
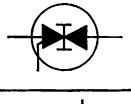
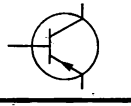
Lanthanides	57 **La** LANTHANE 138.91	58 **Ce** CÉRIUM 140.12	59 **Pr** PRASÉODYME 140.91	60 **Nd** NÉODYME 144.24	61 **Pm** PROMÉTHÉUM (147)	62 **Sm** SAMARIUM 150.35	63 **Eu** EUROPIUM 151.96	64 **Gd** GADOLINIUM 157.3	65 **Tb** TERBIUM 158.9	66 **Dy** DYSPROSIUM 162.50	67 **Ho** HOLMIUM 164.93	68 **Er** ERBIUM 167.3	69 **Tm** THULIUM 168.9	70 **Yb** YTTERBIUM 173.04	71 **Lu** LUTÉCIUM 174.97

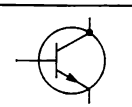
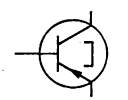
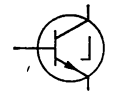
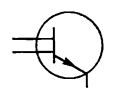
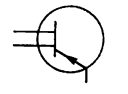
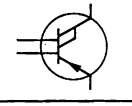
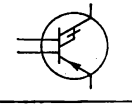
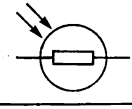
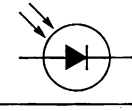
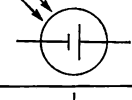
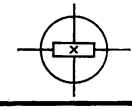
Uranides	92 **U** URANIUM 238.03	93 **Np** NEPTUNIUM 237	94 **Pu** PLUTONIUM 242	95 **Am** AMÉRICIUM 243	*Curides*	96 **Cm** CURIUM 246	97 **Bk** BERKELIUM 249	98 **Cf** CALIFORNIUM 251	99 **Es** EINSTEINIUM 254	100 **Fm** FERMIUM 255	101 **Md** MENDÉLÉVIUM 256	102 **No** NOBÉLIUM 253	103 **LW** LAWRENCIUM 257		

UNITÉS

Grandeur.	Symbole.	Unité *S. I.*	Valeur de l'unité *S. I.* en u.e.m.C.G.S.	Valeur de l'unité *S. I.* en u.e.s.C.G.S.	Autres unités.
Longueur	*l*	mètre m	100 cm	100 cm	1 $\mu = 10^{-3}$ mm = 1 000 $m\mu$ = 10^4 Å.
Surface	*S*	mètre carré m^2	10^4 cm^2	10^4 cm^2	
Volume	*V*	mètre cube m^3	10^6 cm^3	10^6 cm^3	
Temps	*t*	seconde s	1	1	1 h = 60 mn = 3 600 s
Vitesse	*v*	mètre par sec. m/s	100 cm/s	100 cm/s	
Accélération	γ (*g*)	mètre par seconde m/s^2	100 cm/s^2	100 cm/s^2	g = 981 cm/s^2 = 9,81 m/s^2
Masse	*m*	kilogramme kg	1 000 g	1 000 g	tonne (M.T.S.)
Force	*f*	newton N	10^5 dynes	10^5 dynes	1 kgf = 9,81 N = 981 000 dynes
Moment	*M*	mètre-newton m. N	10^7 cm dyne	10^7 cm dyne	1 m. kgf = 9,81 m. N
Énergie	*W*	joule J	10^7 ergs	10^7 ergs	1 kgm = 9,81 J ; Wh = 3 600 J 1 kWh = 3 600 kJ = 860 kcal. 1 eV = 1,60 . 10^{-19} J
Puissance	*P*	watt W	10^7 erg/s	10^7 erg/s	1 kgm/s = 9,81 W 1 ch = 75 kgm/s = 735 W
Masse volumique	*m*	kilogramme par mètre cube kg/m^3	10^{-3} g/cm^3	10^{-3} g/cm^3	Exemple : fer 7,8 g/cm^3 ou 7 800 kg/m^3
Pression	*p*	newton par mètre carré N/m^2 ou pascal Pa	10 baryes	10 baryes	1 bar = 10^6 baryes = 10^5 Pa = 1 hectopièze 1 millibar = 100 N/m^2 1 atmosphère = 1,013 × 10^5 N/m^2 = 1,033 kgf/cm^2
Quantité de chaleur	*q*	kcal (ou mth)	10^3 cal (μ th)	10^3	thermie = 10^3 kcal frigorie (fg) = — 1 kcal
Charge électrique (*quantité d'électricité*)	Q	coulomb C	0,1	3 . 10^9	
Intensité de courant	*I*	ampère A	0,1	3 . 10^9	
Tension électrique *Différence de potentiel* *Force électromotrice*	*U* *V* *E*	volt V	10^8	$\frac{1}{300}$	
Résistance	*R*	ohm Ω	10^9	$\frac{1}{9 . 10^{11}}$	
Résistivité	ρ	ohm-mètre : Ω m^2/m = Ω m			Ex. : cuivre $\rho = 1{,}7 . 10^{-6}$ Ω cm = 1,7 . 10^{-8} Ω mm^2/m = 1,7 . 10^3 u. e. m. C. G. S. = 1,7 . 10^{-8} Ω m
Capacité	*C*	farad F	10^{-9}	9 . 10^{11}	1 μF = 10^{-6}F ; 1 pF = 0,9 u.e.s
Champ électrique	*E*	volt par mètre V/m	10^6	$\frac{1}{30\,000}$	1 V/m = 0,01 V/cm
Flux d'induction magnétique	Φ	weber Wb	10^8 Mx		
Induction magnétique	*B*	tesla T (weber par mètre carré)	10^4 Gs		
Inductance	*L*	henry H	10^9		
Force magnétomotrice	*F*	ampère A	$\frac{4\pi}{10}$ gilbert (Gb)		1 décigilbert = 0,08 At (dGb)
Intensité de champ magnétique	*H*	ampère par mètre A/m	$\frac{4\pi}{1000}$ œrsted		1 mŒ = 0,08 A/m

Symboles graphiques pour semiconducteurs

NUMERO	SYMBOLE	DÉSIGNATION
06-75-005		Diode à semi-conducteur.
06-75-010		Diode dépendant de la température.
06-75-015		Diode à capacité variable.
06-75-020		Diode tunnel.
06-75-025		Diode à semi-conducteur régulatrice de tension (effet de claquage).
06-75-030		Diode à semi-conducteur régulatrice de tension bidirectionnelle (claquage dans les deux sens).
06-75-035		Thyristor-diode.
06-75-040		Thyristor-triode bloqué en inverse *PNPN* (thyristor *P*).
06-75-045		Thyristor-triode bloqué en inverse *NPNP* (thyristor *N*).
06-75-050		Thyristor bidirectionnel.
06-75-055		Transistor *PNP* (ou *PNIP*, si le fait de ne pas représenter la région intrinsèque ne prête pas à confusion).

NUMERO	SYMBOLE	DÉSIGNATION
06-75-060		Transistor *NPN*, avec collecteur relié à l'enveloppe.
06-75-065		Transistor tunnel *PNP*.
06-75-070		Transistor avalanche *NPN*.
06-75-075		Transistor unijonction avec base du type *P*.
06-75-080		Transistor unijonction avec base du type *N*.
06-75-085		Transitor *PNIP* avec connexion à la région intrinsèque.
06-75-090		Transistor *PNIN* avec connexion à la région intrinsèque.
06-75-095		Cellule photoconductrice à conductibilité symétrique.
06-75-100		Cellule photoconductrice à conductibilité asymétrique.
06-75-105		Cellule photovoltaïque.
06-75-110		Générateur de Hall, avec quatre connexions.

(Norme Française C 03-106, mars 1967 ; Symboles graphiques pour schémas électriques : Électronique)

TABLE DES MATIÈRES

I. — *Semiconducteurs.*

A. — Définition des semiconducteurs 4
B. — Conductibilité des cristaux 6
C. — Rôle des impuretés : semiconducteurs type N, type P 9
D. — La jonction PN 20
E. — Effet Hall 25
F. — Nouveaux matériaux semiconducteurs 30
Note 1. — Théorie des bandes d'énergie 32
Note 2. — Propriétés et rôle de la surface d'un semiconducteur. 36
Note 3. — Expression du courant : I = Snev 37
Exercices 38

II. — *Dispositifs à semiconducteurs.*

A. — Redresseurs secs 41
B. — Diodes à cristaux (à jonction ; à pointe ; diode Zéner) 44
C. — Complexes de semiconducteurs (thermistances, résistances non linéaires) 58
D. — Cellules photoélectriques (photorésistance, photodiode, photopile...). 61
E. — Effets thermoélectriques (Seebeck, Peltier) 69
Exercices 70
Note. Diode au silicium : redressement de grande puissance 73

III. — *Transistor à jonctions.*

A. — Constitution et fonctionnement ; montage base commune 78
B. — Fabrication des transistors à jonction 87
C. — Montage émetteur commun 92
D. — Amplification par transistor 101
E. — Procédés de polarisation 107
F. — Le transistor aux faibles courants 109
G. — Comparaison des trois montages fondamentaux 112
Récapitulation des équations du transistor à jonctions 113
Exercices (exercice résolu : n° 14) 114
Note I. — Tension maximale de collecteur 123
Note II. — Montage Darlington 124

IV. — *Transistors : limitations dues à la température. Stabilisation thermique.*

A. — Effets de la température 134
B. — Température de la jonction : notion de résistance thermique 138
C. — Procédés de stabilisation thermique 142
D. — Facteur de stabilité d'un montage. Exemples de calcul 148
E. — Transistors de puissance 153
Exercices 156

Note technique. — Détermination d'un préamplificateur à transistors (S.A. MECI) 159
Note. — Expérience : Disparition progressive des propriétés d'une jonction chauffée 164

V. — *Autres dispositifs à semiconducteurs.*

A. — Perfectionnements du transistor à jonctions (PNIP, tétrode, mesa, drift, à barrière de surface, à alliage diffusé, planar) 166
B. — Effet de champ. Tecnétron. Statistor 171
C. — Transistor unijonction 180
D. — Diode tunnel 183
E. — Diode à capacité variable 186
F. — Thyristor : principe 189
G. — Microcircuits. Circuits intégrés 194
Exercices 200
Lecture. — Le binistor 203
Exercices de révision 205
Tableau récapitulatif des propriétés et applications des semiconducteurs 210
Classification périodique des éléments 213
Tableau de quelques unités 214
Symboles graphiques pour semiconducteurs (mars 1967) 215

LES ÉDITIONS FOUCHER
128, rue de Rivoli - Paris (1er)
N° 2669-1069.

Imprimé en France

Imp. CRÉTÉ Paris, Corbeil-Essonnes
2549-10-69.
Dépôt légal : 3e trimestre 1964.